

К. Г. ШОР

Селекторы телевизионных каналов на транзисторах



Массовая радиобиблиотека

Выпуск 822

К. Г. ШОР

Селекторы телевизионных каналов на транзисторах

(Издание второе, переработанное и дополненное)



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1973

6Ф3.3
Ш 78
УДК 621.397.69

Шор К. Г.
Ш 78 Селекторы телевизионных каналов на транзисторах. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1973.

72 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 822).

В книге рассмотрены принципы построения селекторов телевизионных каналов метрового и дециметрового диапазонов волн с механической и с электронной перестройками. Даны особенности работы транзисторов и диодов с переменной емкостью (варикапов), используемых в схемах. Приведены сведения по конструированию и настройке транзисторных селекторов.

Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей, а также инженеров и техников, занимающихся разработкой транзисторных телевизоров.

Ш $\frac{0345\text{-}139}{051(01)\text{-}73}$ 377-72 6Ф3.3

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

Селектор телевизионных каналов, используемый в диапазоне метровых волн (СКМ), и аналогичный ему по назначению селектор диапазона дециметровых волн (СКД) являются одним из основных узлов как черно-белого, так и цветного телевизора.

Селекторы, выполненные на транзисторах, по сравнению с ламповыми схемами отличаются меньшим уровнем шума (особенно в диапазоне ДМВ), повышенной эксплуатационной надежностью. Обладая большим сроком службы, транзисторные селекторы имеют значительно меньшие габариты и вес и потребляют в десятки раз меньше мощности, чем ламповые; эти качества особенно ценны при использовании транзисторных селекторов в переносных телевизорах. Кроме того, транзисторные схемы, как правило, проще ламповых и при работе не увеличивают температуру в корпусе телевизора.

Использование перестройки при помощи варикапов, включенных в схему селектора и изменяющих свою емкость в широких пределах под воздействием приложенного к ним постоянного напряжения, позволяет еще более уменьшить габариты и повысить надежность работы селектора за счет устранения контактов переключателя. Поэтому во второе издание книги был включен новый раздел, посвященный вопросам использования селекторов с электронной перестройкой в диапазонах МВ и ДМВ. При этом подробно рассмотрены вопросы практического использования диодов с переменной емкостью в качестве элементов настройки селекторов.

Кроме того, значительно обновлены главы, содержащие практические схемы селекторов как с механической, так и с электронной перестройкой; в них приведены принципиальные схемы, описания и основные технические характеристики селекторов, разработанные в последние годы как в нашей стране, так и за рубежом и используемые в новейших моделях телевизоров (в том числе и комбинированные схемы селекторов для диапазонов МВ и ДМВ).

Во втором издании более подробно рассмотрены вопросы использования в селекторах полевых транзисторов и транзисторов с регулировочной характеристикой (для схем с АРУ), проектирования селекторов диапазона ДМВ, использования электронного переключения поддиапазонов и т. д. Ряд дополнений и изменений (в основном редакционного характера) внесен почти во все разделы книги.

Автор

СЕЛЕКТОР КАНАЛОВ МЕТРОВЫХ ВОЛН

Основные требования, предъявляемые к селектору, заключаются в получении хорошего согласования входной цепи с антенной, высокого и постоянного на различных каналах усиления сигнала, малого уровня шума, высокой избирательности, необходимой полосы пропускания, минимального излучения в антенну и стабильной работы (отсутствия самовозбуждения).

Отечественным стандартом для телевизионного вещания в диапазоне МВ отводятся частоты 48—100 и 170—230 *Мгц;* в этом диапазоне размещены 12 телевизионных каналов (табл. 1).

В большинстве применяемых в настоящее время в нашей стране и за рубежом селекторов каналов диапазона метровых волн (как транзисторных, так и ламповых) выбор требуемого канала производится с помощью барабанного переключателя, содержащего съемные вставки с контурными катушками индуктивности (настроенные резонансные контура включены во входной цепи, в каскаде гетеродина и в схеме полосового фильтра, осуществляющего связь усилителя высокой частоты с преобразователем). Для присоединения катушек к соответствующим участкам схемы используются контактные лепестки. Несмотря на сравнительную простоту, подобные селекторы имеют невысокую надежность, громоздки и неудобны в эксплуатации. Применение плавной электронной

Таблица 1

Частоты телевизионных каналов, предусмотренные отечественным стандартом в диапазоне МВ

№ канала	Несущая частота изображения, *Мгц*	Несущая частота звука, *Мгц*	Частота гетеродина, *Мгц*	Промежуточная частота изображения, *Мгц*	Промежуточная частота звука, *Мгц*
1	49,75	56,25	87,75	38,0	31,5
2	59,25	65,75	97,25	38,0	31,5
3	77,25	83,75	115,25	38,0	31,5
4	85,25	91,75	123,25	38,0	31,5
5	93,25	99,75	131,25	38,0	31,5
6	175,25	181,75	213,25	38,0	31,5
7	183,25	189,75	221,25	38,0	31,5
8	191,25	197,75	229,25	38,0	31,5
9	199,25	205,75	237,25	38,0	31,5
10	207,25	213,75	245,25	38,0	31,5
11	215,25	221,75	253,25	38,0	31,5
12	223,25	229,75	261,25	38,0	31,5

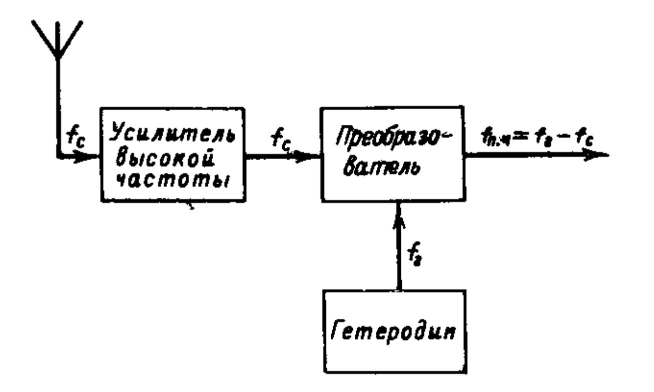


Рис. 1. Блок-схема селектора каналов.

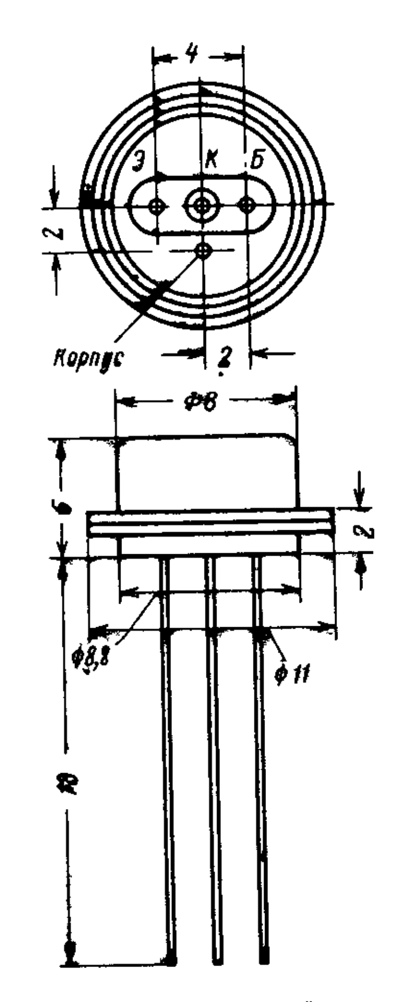


Рис. 2. Габаритный чертеж транзистора ГТ313.

настройки (при помощи варикапов) позволяет исключить большое число механических контактов в высокочастотных цепях и тем самым повысить надежность и снизить габариты селектора. Транзисторы обычно впаиваются в печатную плату, на которой собирается схема; применение отдельных панелей для транзисторов облегчает их смену в случае выхода из строя, но ведет к снижению надежности работы селектора.

Селектор каналов, как правило, содержит три каскада — усилитель высокой частоты, преобразователь и гетеродин (рис. 1). В соответствии с этим в нем обычно используются три транзистора. Однако количество транзисторов может изменяться от двух (в случае выполнения преобразователя и гетеродина на одном транзисторе) до четырех (при выполнении усилителя высокой частоты в виде каскодной схемы).

Транзисторы, используемые в селекторах метрового диапазона, должны иметь достаточно высокую граничную частоту, превышающую верхний частотный предел работы блока (230 *Мгц*). В каскаде усиления высокой частоты применяют транзисторы с низким коэффициентом шума и высоким коэффициентом усиления. Они должны допускать возможность плавной регулировки коэффициента усиления для компенсации изменения входного сигнала. В гетеродине необходимо использовать транзисторы, обеспечивающие достаточно высокую стабильность частоты и постоянство амплитуды высокочастотных колебаний при изменении напряжения питания и температуры. Транзисторы, используемые в схеме смесителя, должны обеспечивать высокую крутизну преобразования и малый коэффициент шума.

Перечисленным требованиям удовлетворяют маломощные высокочастотные германиевые меза-диффузионные транзисторы типа ГТ313, применяемые в настоящее время в отечественных селекторах (рис. 2). Основные характеристики транзисторов представлены

на рис. 3 (входные характеристики при температуре окружающей среды 20±5 °С в схеме с общим эмиттером) и рис. 4 (выходные характеристики при тех же условиях). Значения основных параметров транзисторов ГТ313 представлены в табл. 2 и 3; кроме того, в табл. 4 показаны усредненные значения *y*-параметров этих транзисторов для схем включения с общим эмиттером и общей базой.

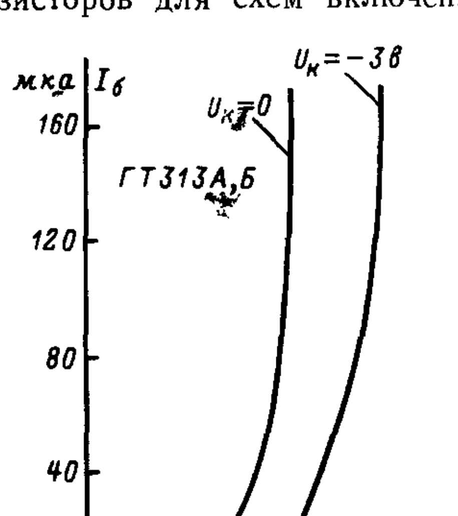


Рис. 3. Входные характеристики транзистора ГТ313.

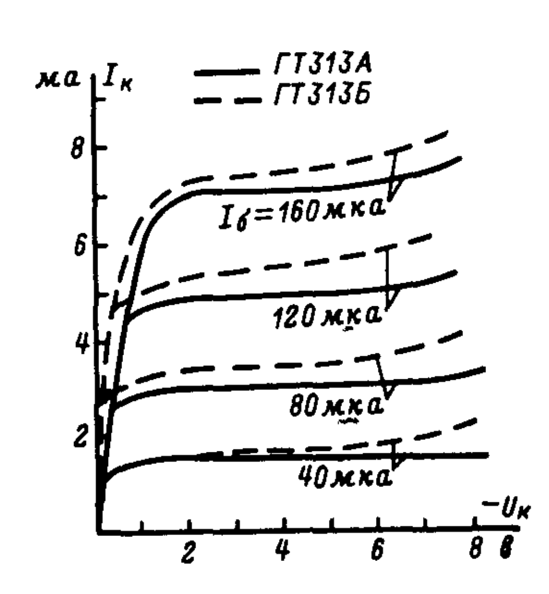


Рис. 4. Выходные характеристики транзистора ГТ313.

Таблица 2

Основные эксплуатационные параметры транзисторов ГТ313

Наименование параметра	Тип транзистора	
	ГТ313А	ГТ313Б
Коэффициент передачи по току β_0 при $I_э = 5$ *ма*, $U_к = -5$ *в*, $f = 1\,000$ *гц*	20—250	20—250
Модуль коэффициента передачи по току $\|\beta\|$ при $I_э = 5$ *ма*, $U_к = -5$ *в*, $f = 10^8$ *гц*	3—10	4,5—10
Постоянная времени цепи обратной связи $r'_б C_к$, *псек*, при $I_э = 5$ *ма*, $U_к = -5$ *в*, $f = 5\times10^6$ *гц*, не более	75	40
Емкость коллекторного перехода $C_к$, *пф*, при $U_к = -5$ *в*, $f = 10^7$ *гц*, не более	2,5	2,5
Емкость эмиттерного перехода $C_э$, *пф*, при $U_э = -0,25$ *в*, $f = 10^7$ *гц*, не более	14	14
Коэффициент шума F, *дб*, при $I_э = 5$ *ма*, $f = 180$ *Мгц*, $R_н = 75$ *ом*, не более (определяется расчетным путем)	—	7
Обратный ток коллектора $I_{к0}$, *мка*, при $U_к = -12$ *в*, $t = +20$ °С, не более	5	5
То же при температуре +55 °С	50	50
Обратный ток эмиттера $I_{э0}$, *мка*, при $U_э = -0,2$ *в*, не более	50	50

Таблица 3

Предельные эксплуатационные параметры транзисторов ГТ313 и ГТ328

Наименование параметров	Предельные значения	
	ГТ313	ГТ328
Максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе $P_{к.макс}$, *мвт*, при $t = +20$ °С	100	50
То же при $t = +55$ °С	50	50
Максимальный ток коллектора $I_{к.макс}$, *ма*	30	10
Максимальное напряжение коллектор—база при разомкнутом эмиттере $U_{к.б\ макс}$, *в*	—15	—15
Максимальное напряжение коллектор—эмиттер $U_{к.э}$, *в*:		
при сопротивлении в цепи базы 500 *ом*	—12	—
при сопротивлении в цепи эмиттера не менее 500 *ом* и в цепи базы не более 2 *ком*	—15	—
при сопротивлении в цепи базы 5 *ком*	—	—15
Максимально допустимое напряжение эмиттер—база $U_{э.б.макс}$, *в*	—0,25	—0,2

Высокочастотные транзисторы типа **ГТ328** (рис. 5) предназначены специально для работы в каскадах усиления высокой частоты селекторов каналов. Они имеют ярко выраженную зависимость коэффициента усиления от режима работы по постоянному току, т. е. обладают регулировочной характеристикой, необходимой для осуществления автоматической регулировки усиления. Уменьшение коэффициента усиления достигается при увеличении тока эмиттера $I_э$ или снижении напряжения на коллекторе $U_к$. Предельно допустимые режимы и основные эксплуатационные параметры транзисторов ГТ328 приведены в табл. 3 и 5. На рис. 6, 7 показаны входные и выходные характеристики этих транзисторов при их включении по схеме с общим эмиттером.

Следует отметить, что в подобных транзисторах с ростом $I_э$ величина коэффициента усиления $|\beta|$ сначала растет, достигает максимума при значении $I_{э.опт}$ 3—5 *ма*, а затем уменьшается. В диапазоне $I_{э.опт}$ рабочая точка выбирается при слабых сигналах на входе.

За рубежом в селекторах каналов в последнее время стали применять полевые транзисторы. Так, селектор телевизора СТС-40 (фирма RCA) содержит усилитель высокой частоты на полевом транзисторе

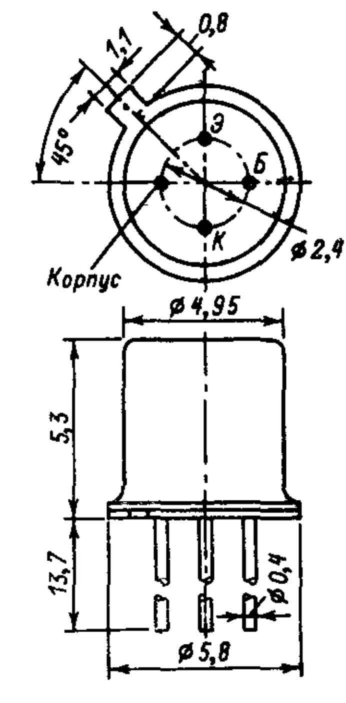


Рис. 5. Габаритный чертеж транзистора ГТ328.

Таблица 4

Усредненные значения y-параметров транзисторов ГТ313 в схемах включения с общим эмиттером и общей базой

Параметр	Схема включения (при $f = 100$ *Мгц*, $I_э = 3$ *ма*)	
	с общим эмиттером	с общей базой
y_{11}	$8,8 + j\,7,7$	$40 - j\,28$
y_{12}	$-0,4 - j\,0,95$	$-0,05 - j\,0,15$
y_{21}	$31 - j\,36$	$-31 + j\,0,35$
y_{22}	$0,4 + j\,1,1$	$0,4 + j\,1,1$

с двумя затворами, который аналогичен каскодному усилителю в ламповом блоке.

Устойчивость работы селектора в значительной степени зависит от места его расположения в корпусе телевизора. Участок, отведен-

Таблица 5

Основные эксплуатационные параметры транзисторов ГТ328

Основные эксплуатационные параметры	Тип транзисторов		
	ГТ328А	ГТ328Б	ГТ328В
Модуль коэффициента передачи по току $\lvert\beta\rvert$ при $I_э = 2$ *ма*, $U_к = -10$ *в*, $f = 10^8$ *гц*, не менее	4	3	3
Модуль коэффициента передачи по току $\lvert\beta\rvert$ при $I_э = 10$ *ма*, $U_к = -5$ *в*, $f = 2 \times 10^7$ *гц*, не менее	4,5	4,5	4,5
Коэффициент передачи по току в режиме большого сигнала B при $I_э = 3$ *ма*, $U_к = -5$ *в*	20—200	40—200	10—50
Постоянная времени цепи обратной связи $r'_б C_к$, *нсек*, при $I_э = 2$ *ма*, $U_к = -10$ *в*, $f = 5 \times 10^6$ *гц*, не более	5	10	10
Емкость коллекторного перехода $C_к$, *пф*, при $U_к = -5$ *в*, $f = 10^7$ *гц*, не более	1,5	1,5	1,5
Емкость эмиттерного перехода $C_э$, *пф*, при $U_э = -0,15$ *в*, $f = 10^7$ *гц*, не более	2,5	5	5
Обратный ток коллектора $I_{к0}$, *мка*, при $U_к = -15$ *в*, $t = +20$ °С, не более	10	10	10
То же при $t = +55$ °С	100	100	100
Обратный ток эмиттера $I_{э0}$, *мка*, при $U_э = -0,25$ *в*, не более	100	100	100

ный для селектора, должен быть наименее подвержен температурным изменениям.

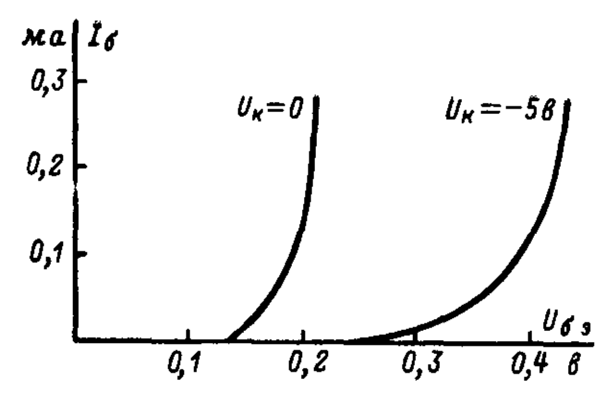


Рис. 6 Входные характеристики транзистора ГТ328.

Общий коэффициент усиления блока равен произведению коэффициента передачи входной цепи, коэффициента усиления усилителя высокой частоты и коэффициента преобразования смесителя. С ростом частоты уменьшается коэффициент усиления используемых транзисторов; это ведет к падению усиления блока на верхних каналах (рис. 8).

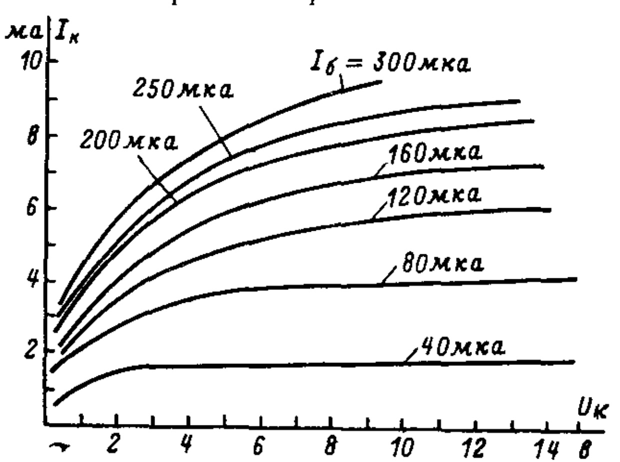


Рис. 7. Выходные характеристики транзистора ГТ328.

Коэффициент шума блока можно определить из соотношения

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{р1}},$$

где F_1 — коэффициент шума первого каскада (усилитель высокой частоты); F_2 — коэффициент шума второго каскада (смеситель); $K_{р1}$ — коэффициент усиления по мощности (усилитель высокой частоты). $K_{р1} \approx \approx \lvert y_{21}/y_{12}\rvert$.

При значительной величине $K_{р1}$ значение F определяется в основном шумами УВЧ. С ростом частоты $K_{р1}$ уменьшается, а F увеличивается, что ведет к увеличению шумов на верхних каналах (рис. 8).

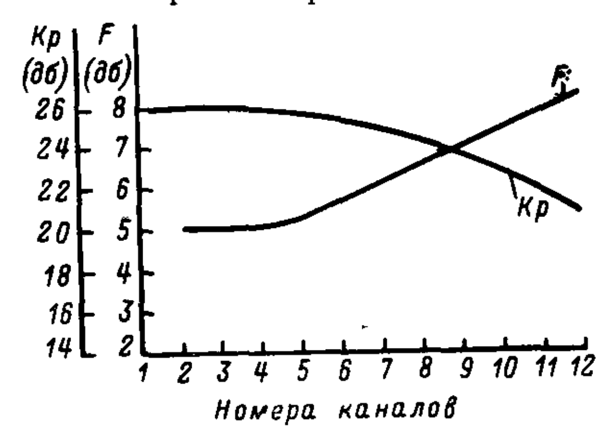


Рис. 8. Распределение коэффициентов усиления и шума селектора по каналам в диапазоне МВ.

В транзисторных блоках могут иметь место искажения, возникающие при наложении мешающего сигнала на полный сигнал (перекрестная модуляция). Эти искажения могут быть снижены при подавлении мешающей несущей или уменьшении уровня несущих двух сигналов.

Рассмотрим более подробно особенности работы отдельных каскадов селектора каналов.

УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Одним из основных вопросов при проектировании усилителя высокой частоты селектора телевизионных каналов является выбор схемы включения транзистора. Схема включения с общим эмиттером

позволяет получить более высокий коэффициент усиления Однако ее недостатком является значительная внутренняя обратная связь, для компенсации которой необходимо вводить нейтрализацию.

Схема с общей базой, не требуя нейтрализации, обеспечивает более равномерное усиление по диапазону и более низкий уровень перекрестных искажений. На достаточно высоких частотах коэффициенты усиления схем с общей базой и общим эмиттером могут иметь одинаковую величину. В этом случае предпочтительнее использовать схему включения с общей базой как более простую.

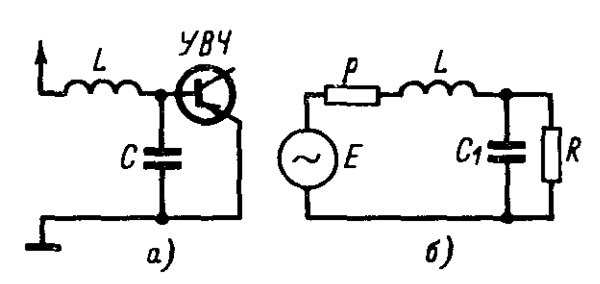


Рис. 9. Схема входной цепи

а — упрощенная, *б* — эквивалентная

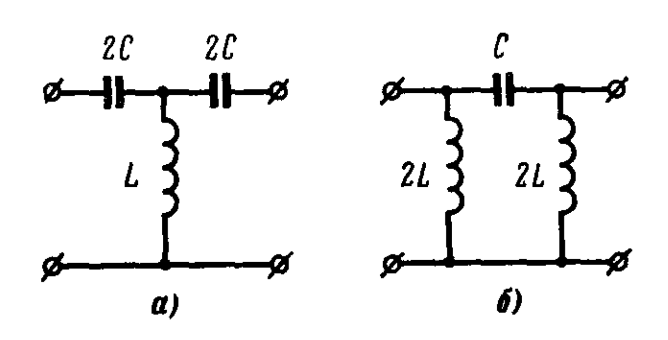


Рис. 10. Различные варианты фильтра верхних частот.

а — Т образный; *б* — П-образный

При выборе схемы включения необходимо учитывать также граничную частоту усиления используемых транзисторов Высокочастотные транзисторы допускают использование схемы с общим эмиттером, в схеме с общей базой можно применять менее высокочастотные транзисторы (предельная частота при этом увеличивается в $|\beta|$ раз, где $|\beta|$ — модуль коэффициента усиления по высокой частоте)

С точки зрения шумов обе схемы примерно равноценны.

Связь усилителя высокой частоты с антенной осуществляется с помощью входного контура, чем достигается согласование сопротивления антенны (встроенной телескопической для переносных телевизоров или внешней для стационарных) с входным сопротивлением транзистора. Для оптимального согласования должно выполняться соотношение

$$z_а = \rho_к = z_{вх},$$

где $z_а$ — сопротивление антенны; $\rho_к$ — волновое сопротивление кабеля; $z_{вх}$ — входное сопротивление транзистора.

Упрощенная схема входной цепи и ее эквивалентная схема показаны на рис. 9, где $C_1 = C + C_{вх.тр}$; $R = R_{вх\ тр}$; $\rho = 75$ *ом*.

Одновременно с согласованием входной контур участвует и в формировании частотной характеристики селектора. Кроме того, благодаря входному контуру, уменьшаются искажения, вызываемые перекрестной модуляцией на входе телевизора.

В селекторах ряда зарубежных фирм входной контур может подстраиваться в процессе эксплуатации телевизора. Таким образом удается отстроиться от мешающих сигналов, уменьшить перекрестную модуляцию и пр. Дополнительная настройка входной цепи осуществляется с помощью варикапа.

Для подавления помех на промежуточной частоте и частотах, расположенных ниже частоты первого канала, на входе селектора может быть включен фильтр верхних частот, два варианта которого показаны на рис. 10. Граничная частота фильтра $f_{гр} \approx 40$ *Мгц*. Расчет элементов фильтра проводится по формулам

$$L = \frac{R}{4\pi f_{гр}}; \quad C = \frac{1}{4\pi f_{гр} R},$$

где $R = 75$ *ом*.

Хорошее качество работы селектора достигается при большом коэффициенте усиления и низком коэффициенте шума каскада усиления высокой частоты. Для приема близкорасположенных и достаточно мощных станций на входе телевизора желательно установить делитель, ослабляющий сигнал в отношении 1 10 (рис. 11). Если входной сигнал изменяется в значительных пределах, например, при эксплуатации переносных телевизоров, то на селектор необходимо подавать напряжение АРУ, позволяющее избегать изменения выходного сигнала при значительном изменении входного сигнала вследствие различия уровней передающих станций, отражений сигнала от различных препятствий, изменения характеристик используемых транзисторов (в результате их замены или в течение срока службы), изменения положения антенны. Это напряжение поступает на каскад усиления высокой частоты

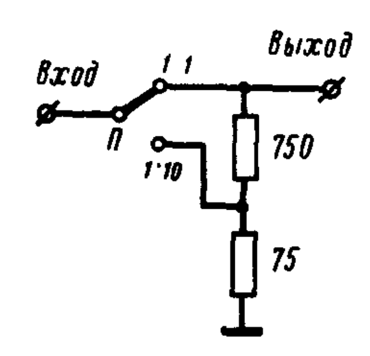


Рис. 11. Делитель напряжения сигнала.

На рис. 12 показано, как изменяется режим работы каскада усиления высокой частоты на транзисторе типа ГТ328 в процессе регулировки — при подаче в базовую цепь напряжения АРУ.

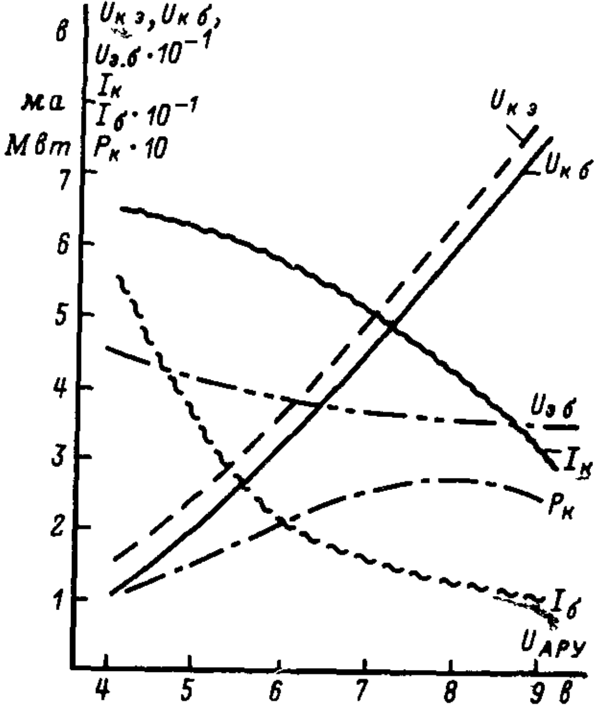


Рис 12. Изменение режима работы каскада усиления высокой частоты в процессе автоматической регулировки усиления.

Глубина регулировки, которая может быть достигнута с помощью подобных транзисторов, определяется используемой схемой и соответствующим выбором рабочей точки; она может достигать 30—50 *дб* на каскад (нижняя граница соответствует схеме включения с общей базой, верхняя — схеме с общим эмиттером).

Регулировка усиления может производиться и без изменения положения рабочей точки транзистора, что позволит сохранить характеристики каскада постоянными. Подобная регулировка осуществляется изменением коэффициента отрицательной обратной связи, создаваемой в схеме и изме-

няющейся в зависимости от величины управляющего напряжения АРУ.

Чувствительность блока (и всего телевизора в целом) зависит от уровня собственных шумов Шумовые характеристики селектора каналов, как было сказано, определяются в основном шумами усилителя высокой частоты. Они зависят от шумов элементов схемы и используемого транзистора. Шумы активных сопротивлений имеют тепловую природу и обусловлены хаотическим движением электронов внутри материала. Шумы транзисторов порождаются флуктуациями токов через переходы, тепловыми шумами активного сопротивления области базы, флуктуациями процессов диффузии и рекомбинации носителей Шумовые свойства характеризуются коэффициентом шума F, под которым подразумевается отношение полной мощности шума на выходе схемы к той его части, которая обусловлена шумовыми свойствами сопротивления источника сигнала.

Величина коэффициента шума определяется из соотношения

$$F=\left(1+\frac{r'_б}{R_и}+\frac{r_э}{2R_и}\right)\left(B+\frac{AB}{\beta_0}\right)+\frac{(r'_б+R_и)^2\,[AB+\beta_0\,(B-1)]}{2\beta_0 r_э R_и}$$

где

$$A=1+(f/f_\alpha)^2(1+\beta_0);$$

$$B=1+\frac{I_{к0}\,(\beta_0+1)}{\beta_0 I_э};$$

$$r'_б\approx(2\div 3)\,\frac{r'_б C_к\,(псек)}{C_к\,(пф)},\ ом;$$

$$r_э\approx\frac{26}{I_э\,(ма)},\ ом;$$

$$f_\alpha\approx 1{,}5\,|\beta|\,f.$$

Здесь $R_и$ — сопротивление источника сигнала, учитывающее сопротивление входной цепи и пересчитанное на вход транзистора; f — рабочая частота.

На рис. 13 показано, как изменяется коэффициент шума при изменении частоты, режима работы транзистора и сопротивления источника сигнала.

Расчеты и эксперименты показывают, что величина F (при условии обеспечения одинакового сопротивления $R_и$) практически одинакова для схем включения с общим эмиттером и общей базой. Для обеих схем рост F начинается с некоторой частоты

$$f_{гр}=f_\alpha\sqrt{\frac{r_э(2R_и+2r'_б+r_э)+(r'_б+R_и)^2\left[1-\frac{\beta_0}{B(1+\beta_0)}\right]}{(R_и+r_э+r'_б)^2}}.$$

Для транзисторов типа ГТ328 и ГТ313 при $I_э<4\div5$ *ма* значения коэффициента шума F примерно одинаковы, однако при увеличении

$I_э$ рост F у транзисторов ГТ328 происходит значительно быстрее (что объясняется более резким изменением коэффициента усиления при больших токах) и при значениях $I_э$, близких к предельно допустимой величине, оказывается на 5—6 *дб* выше, чем у транзисторов ГТ313. При $U_к$ выше 3—4 *в* F от $U_к$ практически не зависит. В связи с тем, что увеличение коэффициента шума и снижение $|\beta|$ проявляются при возрастании уровня входного сигнала, результирующее отношение сигнал/шум на выходе с ростом $I_э$ будет также расти.

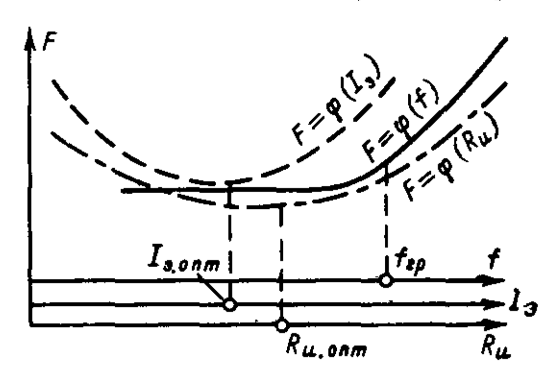


Рис. 13. Зависимости коэффициента шума F от тока эмиттера $I_э$, частоты f и сопротивления источника сигнала $R_и$.

Нижний предел коэффициента шума у современных высокочастотных транзисторов, используемых в селекторах, составляет 3—4 *дб* на нижних (I—V) каналах и 5—7 *дб* на верхних (VI—XII) каналах. Для обеспечения достаточного отношения сигнал/шум эта величина не должна значительно увеличиваться в процессе регулировки.

Для уменьшения коэффициента шума необходимо: использовать в каскаде усиления высокой частоты транзисторы с наибольшим значением $\alpha(\beta)$ и $f_\alpha(f_\beta)$, малым сопротивлением базы, малым обратным током коллектора; подбирать режим работы транзистора так, чтобы величина тока эмиттера незначительно отличалась от тока $I_{э\,опт}$, соответствующего для транзисторов ГТ313 и ГТ328 2—4 *ма*

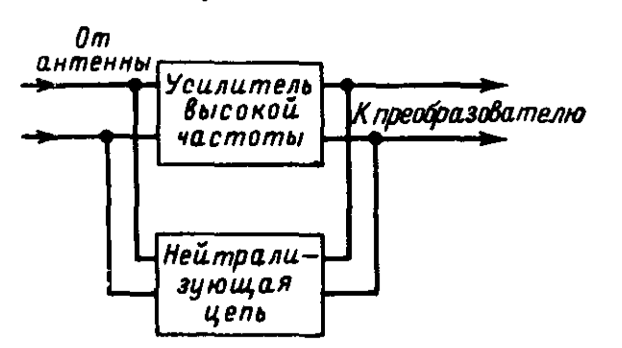


Рис. 14. Блок-схема нейтрализации.

На экране телевизора шумы проявляются в виде подвижных точек, напоминающих падающий снег. Чем выше отношение сигнал/шум, тем менее различимы шумы на экране. Кроме того, наличие шумов может искажать нормальную работу генераторов строчной и кадровой развертки, цепей цветности и т. д. Удовлетворительным считается изображение при отношении сигнал/шум $N=30\div40$ *дб*, хорошим — при $N=50\div60$ *дб*, отличным — при $N>60$ *дб*.

При проектировании селекторов необходимо предусмотреть меры для обеспечения устойчивой работы усилителя высокой частоты. Основная причина неустойчивой работы заключается в сравнительно высокой величине обратной проходной проводимости y_{12} из-за емкости коллектор — база, ведущей к появлению в схеме с общим эмиттером значительной обратной связи с выхода на его вход. Глубина обратной связи увеличивается с ростом частоты и может привести к самовозбуждению усилителя, изменению его частотной характеристики и коэффициента усиления, взаимозависимости входного сопротивления и сопротивления нагрузки, а также выходного сопротивления и сопротивления источника сигнала.

Для уменьшения внутренней обратной связи часто используют цепи нейтрализации (рис. 14), представляющие собой внешнюю обратную связь, компенсирующую внутреннюю. Однако подбор элементов нейтрализующей цепи довольно труден; кроме того, эта

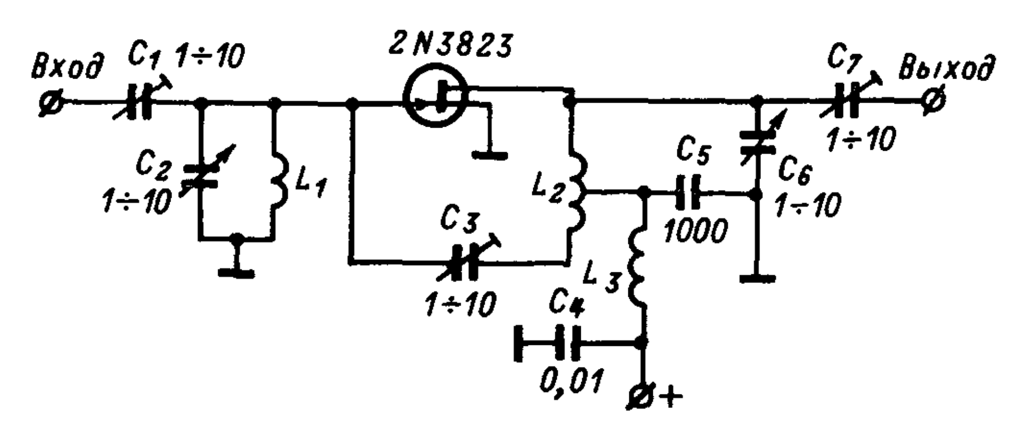


Рис. 15. Усилитель высокой частоты на полевом транзисторе (диапазон МВ).

цепь обеспечивает хорошую нейтрализацию лишь на одной определенной частоте или в очень узком диапазоне частот. В связи с этим для увеличения устойчивости широкополосных каскадов усиления рекомендуется использовать включение транзисторов по схеме с общей базой или применять каскодное соединение двух транзисторов; в последнем случае величина проводимости

$$y_{12к} = -\frac{y_{12э}y_{12б}}{y_{22э}y_{11б}}$$

в зависимости от типа транзистора, режима его работы и частоты может быть значительно меньше, чем $y_{12э}$.

Одно из основных требований к каскаду усиления высокой частоты заключается в обеспечении температурной стабильности. Последняя обусловлена зависимостью обратного тока коллекторного перехода от температуры. Этот ток $I_{к0}$ растет с повышением температуры (увеличивается примерно вдвое каждые 8—10 °С), увеличивая общий ток через транзистор, что ведет к увеличению рассеиваемой мощности и разогреву транзистора. Для повышения температурной стабильности рекомендуется включать резистор в цепь эмиттера и делитель на резисторах в цепь базы.

Применение полевых транзисторов, обладающих высокой крутизной и линейными входными характеристиками, в усилителе высокой частоты обеспечивает высокий коэффициент усиления, снижает перекрестную модуляцию и коэффициент шума. Существуют две основные разновидности полевых транзисторов: МОП-транзисторы (с изолированным затвором) и транзисторы с затвором в виде *p-n*-перехода. В селекторах каналов метрового диапазона обычно используется схема включения с общим истоком. На рис. 15 показана схема усилителя высокой частоты, которая может быть использована в селекторе. Транзистор включен по схеме с общим истоком. Конденсаторы C_1 и C_7 используются для согласования; контур L_1, C_2 настроен на частоту сигнала; нижняя по схеме часть катушки L_2 и конденсатор C_3 образуют цепь нейтрализации, L_3, C_4, C_5—фильтр, препятствующий прохождению токов высокой частоты в цепь питания.

ГЕТЕРОДИН

В гетеродине селектора каналов наиболее часто используется схема с емкостной связью, отличающаяся простотой и обеспечивающая устойчивую генерацию в требуемом диапазоне частот.

Частота гетеродина выбирается выше частоты принимаемого сигнала на величину промежуточной частоты. Особые требования предъявляются к ее стабильности при изменении напряжения питания и температуры; в хороших схемах уход частоты не превышает ±200 *кгц*. Для повышения стабильности частоты гетеродина принимаются специальные меры: применение конденсаторов с малым температурным коэффициентом и стабилитронов для стабилизации коллекторного напряжения, слабая связь контура гетеродина с транзистором и гетеродина со смесителем и т. д. Одна из подобных схем показана на рис. 16.

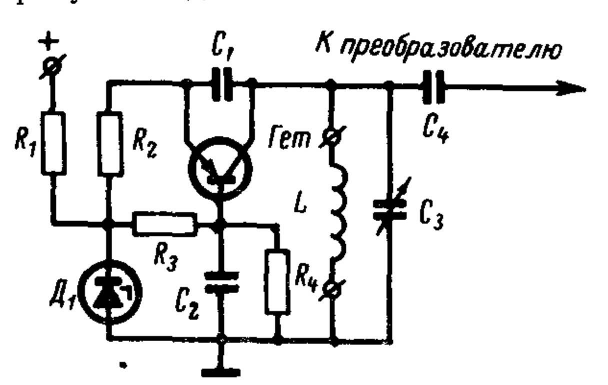


Рис. 16. Схема стабилизации частоты гетеродина.

Рис. 17. Зависимость емкости варикапа $C_в$ и частоты гетеродина $f_{гет}$ от приложенного напряжения *U*.

Для изменения частоты гетеродина в небольших пределах обычно используются переменные конденсатор или индуктивность. Кроме того, с этой же целью может использоваться варикап, включенный параллельно настраиваемому контуру. Изменение емкости варикапа производится изменением напряжения смещения $U_{см}$ вручную (с помощью потенциометра) или автоматически (подачей на диод напряжения с дискриминатора). Емкость варикапа

$$C_в \equiv \frac{1}{\sqrt[n]{U_{см}}},$$

где $n=2\div3$.

На рис. 17 показана зависимость изменения $C_в$ и $f_{гет}$ от приложенного напряжения *U*.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

На преобразователь подаются сигналы с выхода усилителя высокой частоты и от гетеродина. Контур на выходе преобразователя настроен на первую гармонику разностной частоты; на нем выделяется выходной сигнал с частотой $f_{п ч}=f_{гет}-f_{пр}$.

Преобразователь должен обеспечить достаточно высокое и постоянное усиление при преобразовании, постоянную полосу частот преобразованного сигнала при изменении частоты гетеродина, небольшие перекрестные искажения и т. д.

Транзистор в схеме преобразователя может быть включен как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме с общей базой. Обе схемы имеют примерно одинаковую крутизну преобразования; вопросы обеспечения устойчивости при выборе схемы включения не играют такой роли, как в усилителе высокой частоты, так как частоты сигналов на входе и выходе каскада различны и обратная связь будет значительно слабее. Следует отметить, что входные параметры схемы с общим эмиттером зависят от частоты приходящего сигнала; в то же время схема с общим эмиттером обеспечивает более высокое усиление и меньше нагружает гетеродин, чем схема с общей базой.

Сигналы на преобразователь могут подаваться двумя способами: на один электрод (эмиттер в схеме с общей базой и база в схеме с общим эмиттером) или на разные электроды (напряжение сигнала на базу, а гетеродина — на эмиттер транзистора в схеме включения с общим эмиттером или напряжение сигнала на эмиттер, а гетеродина — на базу в схеме с общей базой).

Оптимальная величина усиления при преобразовании обеспечивается при $U_{гет}=0{,}15\div0{,}3$ *в*. При этом также обеспечивается минимальная величина шумов.

Иногда в селекторе устанавливают гнездо для подачи на преобразователь сигнала промежуточной частоты с выхода селектора дециметрового диапазона. Это решение используется в том случае, если селектор дециметровых волн не дает достаточной величины усиления сигнала и преобразователь селектора метрового диапазона используется в качестве дополнительного усилителя промежуточной частоты.

Связь преобразователя с каскадом усиления высокой частоты осуществляется с помощью полосового фильтра, формирующего частотную характеристику селектора и обеспечивающего необходимую избирательность по зеркальному каналу.

Рис. 18. Схема диодной коммутации селекторов МВ и ДМВ.

Связь преобразователя с гетеродином чаще всего выбирается емкостной при помощи конденсатора 1—10 *пф*.

Нагрузкой преобразователя в большинстве схем служит одиночный контур, настроенный на промежуточную частоту. При этом требуемая избирательность осуществляется с помощью фильтра сосредоточенной селекции, включенного на входе усилителя промежуточной частоты.

В заключение необходимо рассмотреть связь выхода селектора со схемой усилителя промежуточной частоты. В некоторых схемах используется полосовой фильтр со связью выше критической; первичная обмотка фильтра находится в селекторе, а вторичная — во входной цепи усилителя промежуточной частоты; в качестве емкости связи используется емкость кабеля связи (при погонной емкости кабеля 76 *пф/м* и его длине 30 *см* емкость составляет около 24 *пф*).

В телевизорах, предназначенных для приема передач в метровом и дециметровом диапазонах, используются два решения:

а) Усилитель промежуточной частоты имеет один вход, а сигнал на него подается от селектора метрового или дециметрового диапазонов с помощью переключателя на диодах (рис. 18). Аноды диодов $Д_1$ и $Д_2$ соединены с положительным полюсом источника питания E; если переключатель $П$ находится в верхнем положении, $Д_2$ заперт, на катод $Д_1$ подается отрицательный потенциал, отпирающий диод, и сигнал с выхода СКМ проходит на вход усилителя. При переключении $П$ в нижнее положение диод $Д_1$ запирается, $Д_2$ отпирается и на вход усилителя поступает сигнал с *СКД*. Потеря усиления при использовании подобной коммутации составляет около 1 *дб*.

б) Сигнал с *СКД* подается на преобразователь *СКМ*, а с последнего — на вход усилителя промежуточной частоты; в этом случае осуществляется лишь отключение неработающих каскадов в результате коммутации цепей питания при переключении поддиапазонов.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Рассмотрим принципиальные схемы транзисторных селекторов телевизионных каналов метрового диапазона, используемых в некоторых отечественных и зарубежных телевизорах.

Селектор ПТКП-3, схема которого показана на рис. 19, применен в отечественном переносном транзисторном телевизоре «Юность-2». Высокочастотный фильтр на входе блока C_1—C_4, L_1—L_3 обеспечивает необходимую режекцию по промежуточной частоте. Входной контур образован катушкой индуктивности L_4 и конденсаторами C_5—C_7. Транзистор T_1 используется в каскаде усиления высокой частоты и включен по схеме с общей базой. Полосовой фильтр в коллекторной цепи этого транзистора содержит L_5, L_6, C_{10}, C_{11}, C_{12} и C_{14}. На базу T_1 через резистор R_1 подается напряжение АРУ.

Гетеродин с емкостной обратной связью (через C_{22}) собран на транзисторе T_3. Контур в коллекторной цепи состоит из катушки индуктивности L_7, подстроечного конденсатора C_{19} (с помощью которого осуществляется подстройка частоты гетеродина), коллекторной емкости транзистора и емкости монтажа. Для повышения стабильности частоты гетеродина в схеме использован стабилитрон $Д_1$.

Преобразователь выполнен на транзисторе T_2, включенном по схеме с общим эмиттером. Напряжения сигнала и гетеродина подаются на базу этого транзистора, причем каскад гетеродина связан с преобразователем через конденсатор C_{17}. Контур в коллекторной цепи L_8, C_{18} настроен на среднюю частоту полосы пропускания усилителя промежуточной частоты (35 *Мгц*). Усредненный коэффициент усиления составляет 20 *дб*, максимальный коэффициент шума 13 *дб*.

На рис. 20 показана схема селектора СК-М-15, предназначенного для телевизионных приемников черно-белого и цветного изображения. В селекторе три каскада, два из них выполнены на транзисторах с регулируемым усилением. На входе включен фильтр высокой частоты, содержащий C_1—C_3, L_1—L_4, обеспечивающий также требуемое подавление сигналов промежуточной частоты. Входная цепь образована конденсаторами C_4, C_5, входной емкостью транзистора и индуктивностью, переключаемой при изменении положения барабанного переключателя. Усилитель высокой частоты выполнен на транзисторе T_1, включенном по схеме с общей базой. Напряжение АРУ, подаваемое на базу этого каскада, обеспечивает изменение его усиления путем регулировки протекающего через транзистор пе-

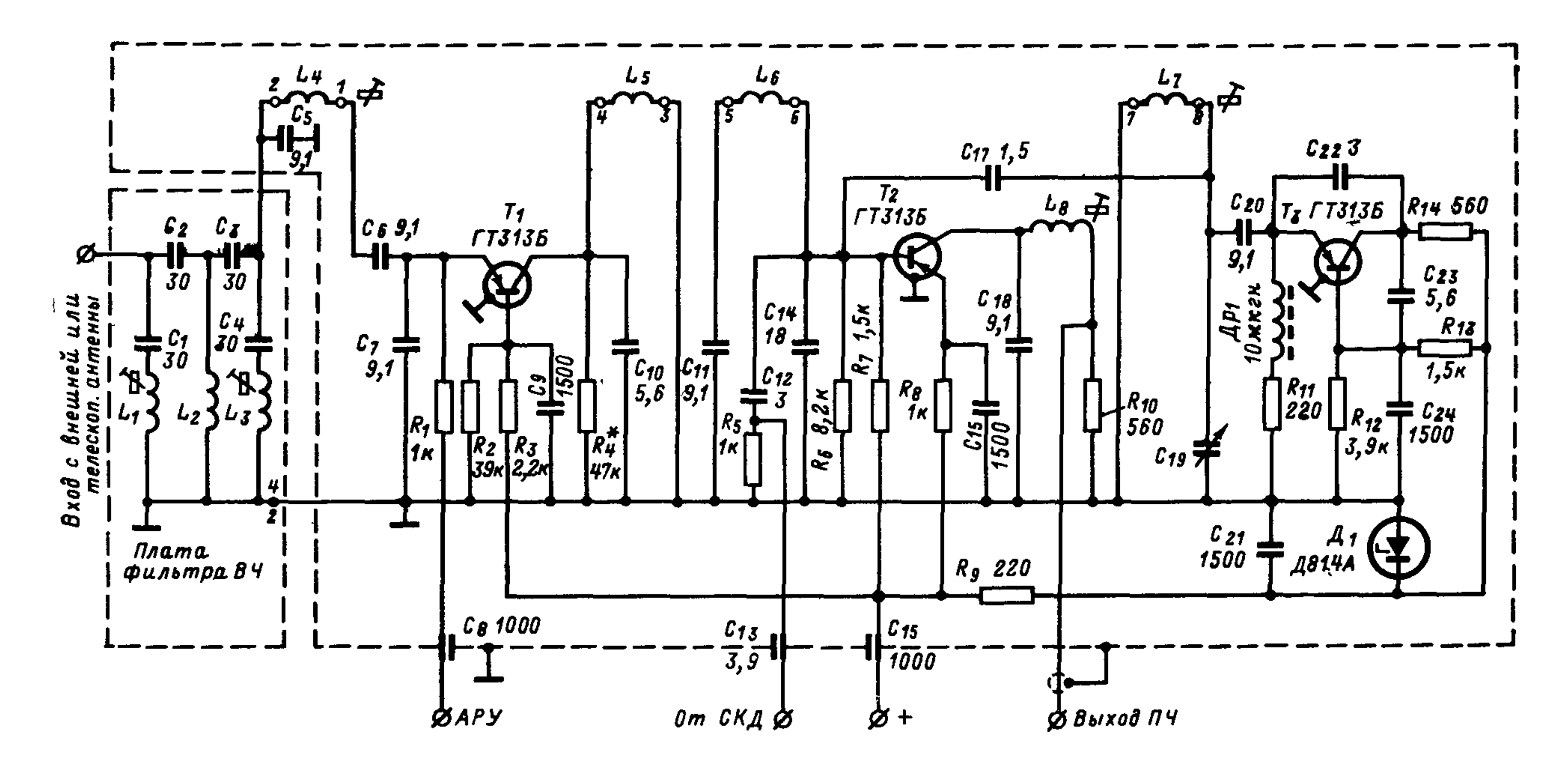


Рис. 19. Принципиальная схема селектора ПТК-П-3 телевизора «Юность-2».

Рис. 20. Принципиальная схема селектора СК-М-15.

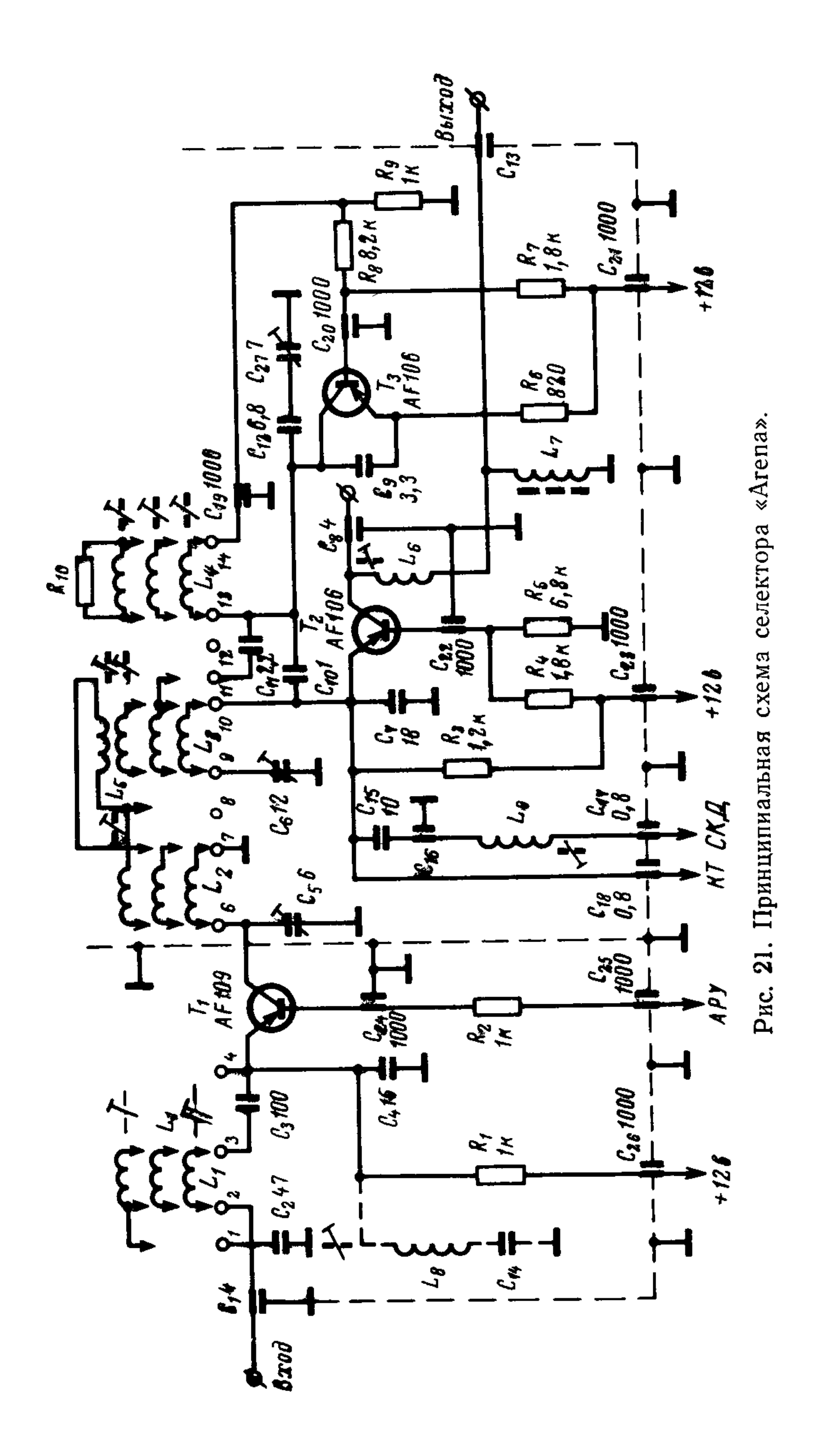


Рис. 21. Принципиальная схема селектора «Arena».

стоянного тока (и соответствующего изменения напряжения $U_{к.э}$). В качестве нагрузки в коллекторной цепи включен двухконтурный фильтр. Гетеродин выполнен на транзисторе T_3, включенном по схеме с общей базой. Цепь автоподстройки частоты гетеродина обеспечивает поддержание постоянства частоты; в этой цепи используется варикап $Д_2$ (Д902), емкость которого составляет вместе с конденсатором C_{16} и переключаемой катушкой индуктивности контур гетеродина. Резистор R_7 используется для предотвращения скачков частоты гетеродина. Для повышения стабильности частоты гетеродина в схеме применен стабилитрон $Д_1$.

Преобразователь выполнен на транзисторе T_2, включенном по схеме с общим эмиттером. Коллекторной нагрузкой этого каскада является П-образный контур C_{22}, C_{21}, L_6. Выход селектора рассчитан на подключение кабеля с волновым сопротивлением 75 *ом*.

Напряжение питания составляет +12 *в*. Пределы изменения напряжения АРУ, подаваемого на усилитель высокой частоты, от 9 до 4 *в*. При приеме станций в диапазоне дециметровых волн отключается питание усилителя высокой частоты, гетеродина и напряжение АРУ, а сигнал от СКД подается на вход «ДМВ». Коэффициент усиления селектора 20—25 *дб*, коэффициент шума 7,8—9,5 *дб*.

В селекторе «Arena» (Франция), показанном на рис. 21, все транзисторы включены по схеме с общей базой. Верхние катушки соответствуют I поддиапазону, средние и нижние — соответственно нечетным и четным каналам III поддиапазона.

Сигнал с антенны через входной контур L_1, C_1, C_4 подается на эмиттер усилителя высокой частоты, собранного на транзисторе T_1. На базу этого транзистора через R_2 поступает напряжение АРУ. Для увеличения емкости контура на нижних каналах параллельно конденсатору C_1 включается конденсатор C_2. Смещение на эмиттер T_1 подается через R_1. Режекторный контур L_8, C_{14} настроен на промежуточную частоту или другую частоту паразитного сигнала и может быть размещен на соответствующих вставках каждого канала. Полосовой фильтр L_2, C_5, L_3, C_6, C_7 с индуктивной связью включен между усилителем высокой частоты и преобразователем; катушка L_3 непосредственно связана с эмиттером транзистора T_2.

Гетеродин на транзисторе T_3 собран по схеме с емкостной связью (конденсатор C_9) между коллектором и эмиттером. Режим его работы задается резисторами R_6—R_9. Подстройка частоты гетеродина осуществляется с помощью конденсатора C_{27}. На преобразователь сигнал от гетеродина подается через C_{10}. На индуктивностях L_6, L_7 в коллекторной цепи преобразователя выделяется сигнал промежуточной частоты. Сигнал промежуточной частоты с выхода СКД подается на преобразователь через L_9, C_{15}.

Селектор «Arena» рассчитан на подключение кабеля с сопротивлением 75 или 300 *ом* (с внешним согласующим трансформатором); напряжение питания 12 *в*±10%; потребляемый ток 12±1,5 *ма*; средний коэффициент усиления 25 *дб*; средний коэффициент шума увеличивается с 4,5 *дб* на втором канале до 6 *дб* на двенадцатом.

Другая схема селектора каналов фирмы «Orega» показана на рис. 22 (положение переключателя соответствует I поддиапазону).

Транзистор T_1 усилителя высокой частоты включен по схеме с общей базой. На базу подается напряжение АРУ. Изменение усиления, осуществляемое с помощью АРУ, составляет 20 *дб* без заметного влияния на форму частотной характеристики (в схеме используется прямая АРУ). В коллекторной цепи T_1 включен поло-

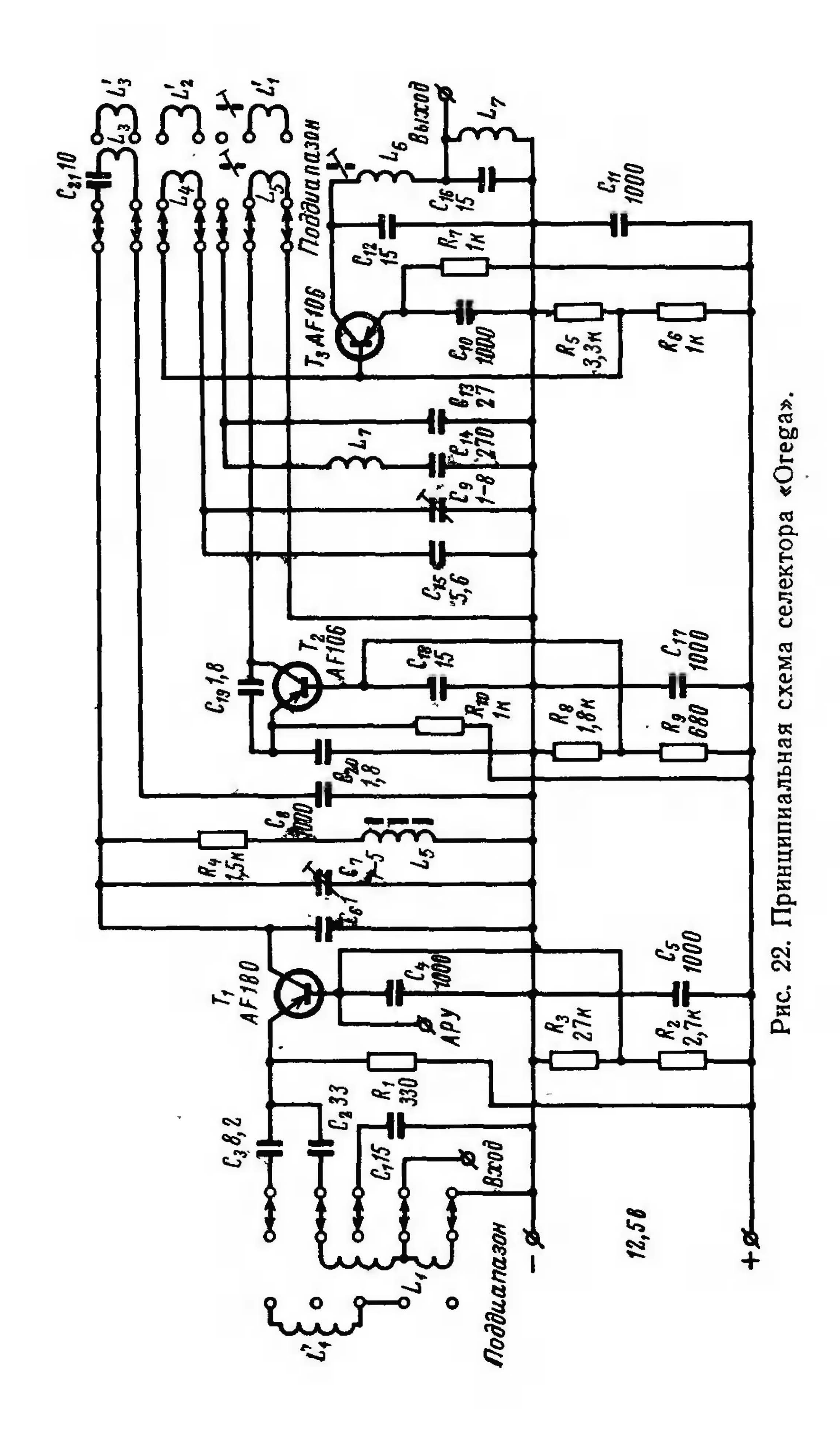


Рис. 22. Принципиальная схема селектора «Orega».

совой фильтр, содержащий индуктивности L_3, L_4. Подстроечный конденсатор C_7 позволяет устранить влияние разброса выходной емкости транзистора на характеристику селектора и уменьшить расстройку, возникающую в результате изменения этой емкости при АРУ.

Гетеродин собран на транзисторе T_2, в коллекторную цепь которого включен настраиваемый контур. Обратная связь осуществляется с помощью C_{19}. Сигнал от гетеродина с помощью индуктивно связанных катушек L_2—L_3 передается на преобразователь.

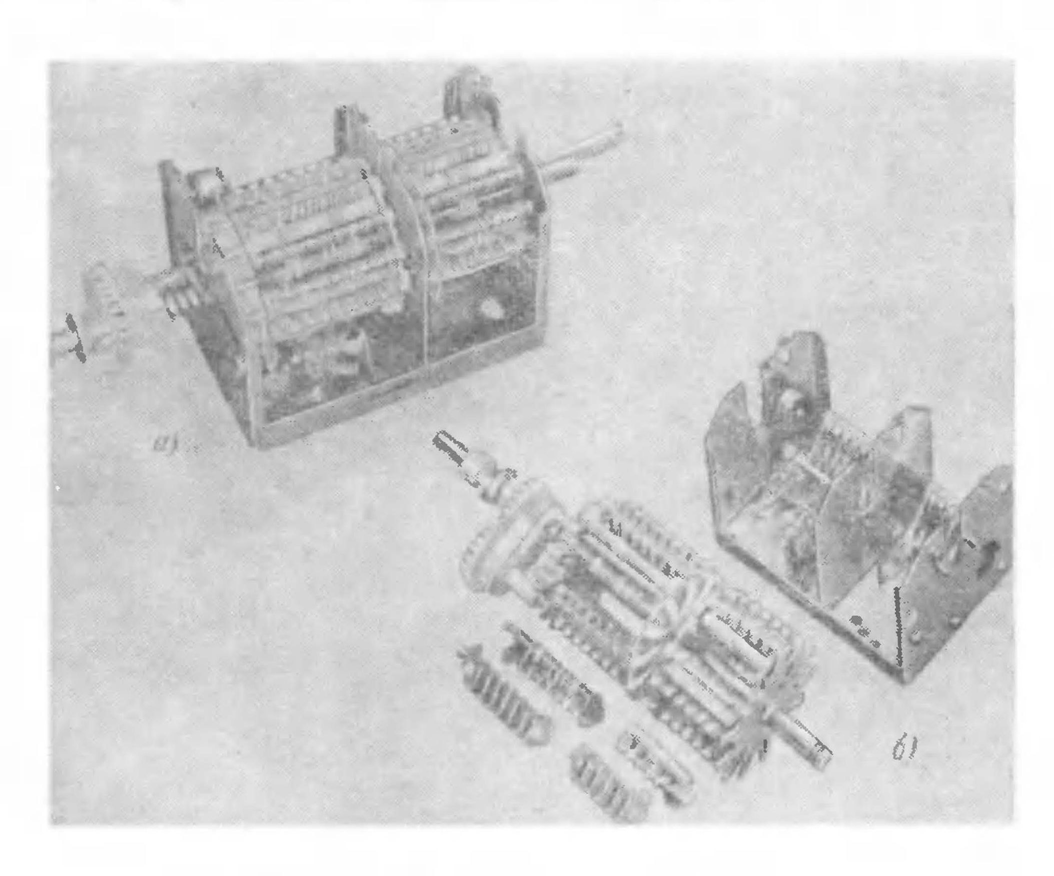


Рис. 23. Селектор «Orega».

а — со снятой крышкой; б — в разобранном виде.

В преобразователе используется транзистор T_3, включенный по схеме с общим эмиттером. На выходе каскада включен фильтр промежуточной частоты, часть которого расположена на плате усилителя промежуточной частоты.

Напряжение питания селектора — 12,5 *в*; потребляемый ток 16±1 *ма*; коэффициент усиления в зависимости от номера канала составляет 21—26 *дб*, а коэффициент шума — 4,8—8,2 *дб*.

Общий вид селектора показан на рис. 23.

На рис. 24 приведена схема селектора каналов фирмы «Fairchild». На входе селектора включен Т-образный фильтр верхних частот с граничной частотой 43 *Мгц*. Преобразователь используется как вспомогательный усилитель промежуточной частоты при работе блока дециметровых волн. При переключении в положение приема сигналов дециметровых волн отключается напряжение питания усилителя высокой частоты и гетеродина. На базу T_1 поступает напряжение АРУ. Все транзисторы включены по схеме с общей базой.

Коэффициент усиления при изменении напряжения АРУ от 6 до 10 *в* уменьшается на 50 *дб*.

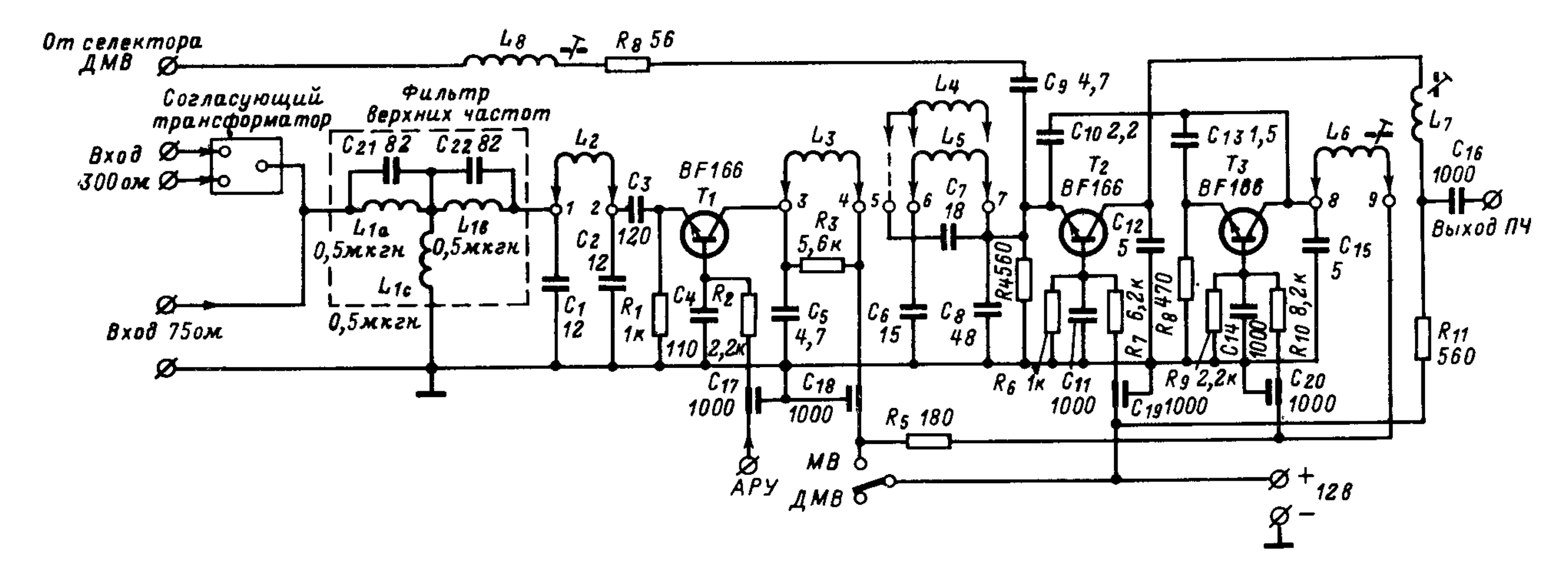


Рис. 24. Принципиальная схема селектора «Fairchild».

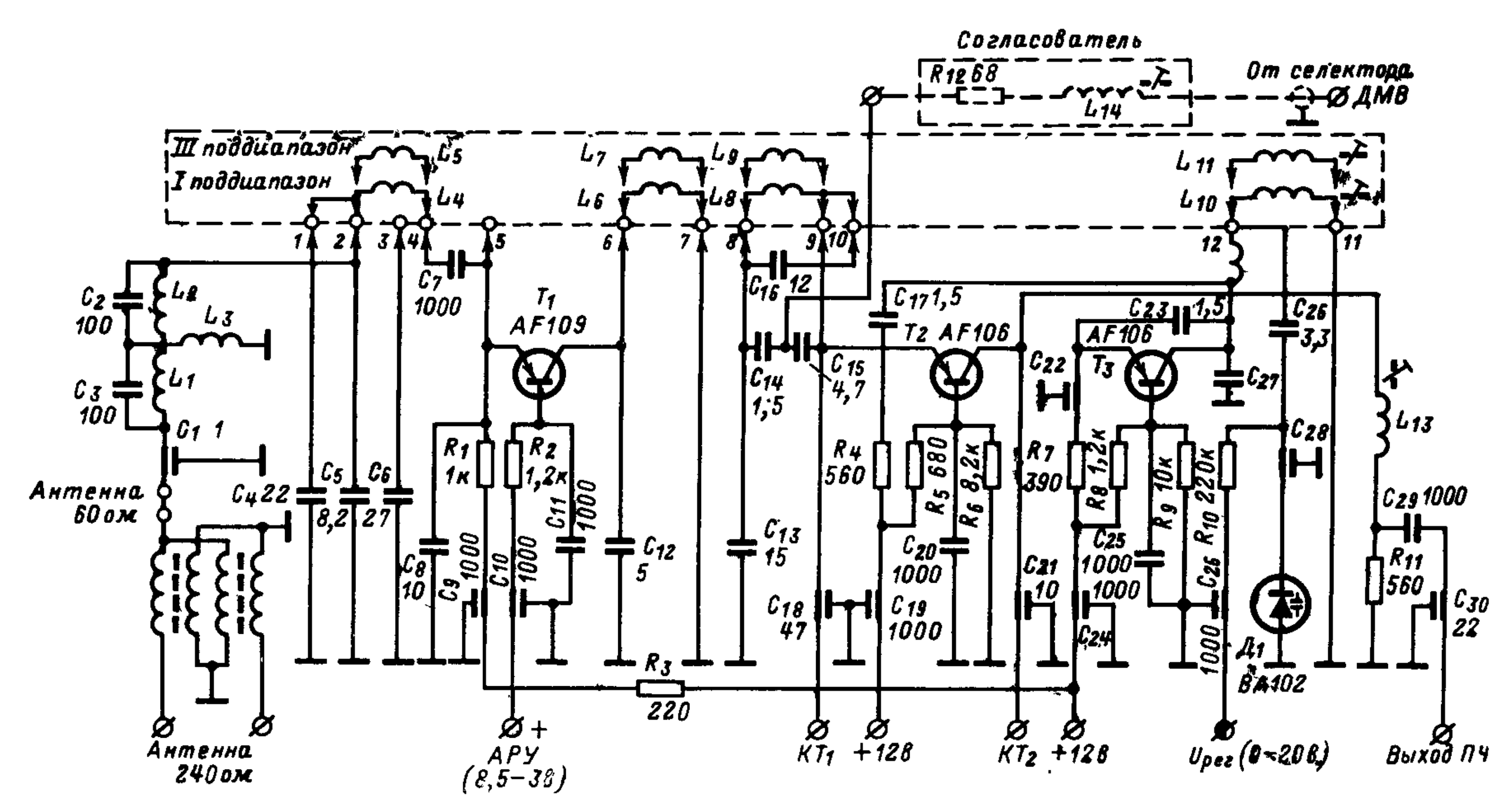


Рис. 25. Принципиальная схема селектора «Ducati».

Индуктивности L_3—L_5 образуют полосовой фильтр. Сигнал гетеродина через C_{10} подается на эмиттер T_2; питание на коллектор этого транзистора поступает через L_7, R_{11}.

Вход селектора рассчитан на подключение кабеля с сопротивлением 75 или 300 *ом*. Напряжение питания 12 *в*, потребляемый ток 14—18 *ма* (в зависимости от напряжения АРУ). Коэффициент усиления его составляет 33—34 *дб*, а коэффициент шума 4,75—5,5 *дб*.

На рис. 25 показана схема селектора каналов фирмы «Ducati» (Италия). В нем используются три транзистора, выполняющих функции усилителя высокой частоты, преобразователя и гетеродина. Подстройка частоты гетеродина осуществляется с помощью варикапа, на который подается напряжение 0—20 *в* (при этом частота гетеродина может изменяться на 1,5 *Мгц* в первом поддиапазоне и на 5,5 *Мгц* на третьем поддиапазоне). Прямая АРУ обеспечивается путем подачи напряжения в цепь базы усилителя высокой частоты. Коэффициент усиления блока не менее 24 *дб*, коэффициент шума не более 5 *дб* на первом поддиапазоне и 7 *дб* на третьем поддиапазоне.

Вход селектора рассчитан на подключение кабеля с сопротивлением 240 или 60 *ом*. Напряжение питания 12 *в*; потребляемый ток 13—18 *ма* (увеличивается за счет действия АРУ).

СЕЛЕКТОР КАНАЛОВ ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Увеличение числа телевизионных программ и ограниченное количество каналов в диапазоне МВ вызвало необходимость введения телевизионного вещания в диапазоне ДМВ, где может разместиться значительно большее число передающих станций без сужения полосы частот, занимаемых каждым каналом. Кроме того, благодаря остронаправленному излучению в диапазоне ДМВ оказывается возможным обеспечить связь с помощью сравнительно маломощных передатчиков; при этом также исключаются затраты на сложные антенные сооружения. Вследствие направленности излучения и возможности выбора типа поляризации волн существенно уменьшаются взаимные помехи; снижаются также внешние помехи, например, от систем зажигания автотранспорта и других устройств, имеющих в этом диапазоне очень малый радиус действия. Влияния времени года и суток на распространение радиоволн дециметровых телевизионных передатчиков не наблюдается. Телевизионное вещание на ДМВ в течение ряда лет ведется в США, Франции, ФРГ и других странах и с 1970 г. в СССР.

Селектор каналов, используемый в диапазоне ДМВ, должен обладать высокими эксплуатационными характеристиками (в частности, значительным коэффициентом усиления и малым коэффициентом шума) и высокой эксплуатационной надежностью; кроме того, он должен иметь малые габариты и вес, достаточно низкую стоимость, обеспечивать хорошую перестройку по диапазону, устойчивость к перекрестной модуляции, малую зависимость параметров от температуры.

Диапазон частот, используемый для телевизионного вещания на ДМВ в зарубежных странах, составляет 470—860 *Мгц*. В табл. 6 приведены номера каналов и значения частот, которые могут быть использованы для телевизионного вещания в этом диапазоне в соответствии с отечественным стандартом.

В Москве телевизионное вещание в диапазоне ДМВ осуществляется по 33-му каналу.

На рис. 26 показана зависимость коэффициента усиления по мощности K_p и коэффициента шума F от частоты в диапазоне ДМВ. Как видно из рисунка, здесь так же, как и в диапазоне МВ, с ростом частоты увеличивается F и снижается K_p. Однако следует отметить, что значение коэффициента шума в транзисторном блоке лежит значительно ниже, чем в ламповом (примерно на 4—5 *дб*), а коэффициент усиления в ряде случаев на 5—10 *дб* превышает K_p для лампового блока. Это является значительным преимуществом блока на транзисторах и одной из основных причин перехода в этом диапазоне от ламповых схем к транзисторным.

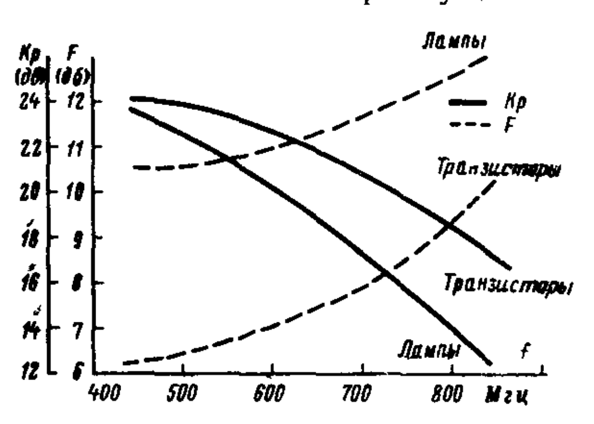


Рис. 26. Зависимости коэффициентов усиления K_p и шума F от частоты f для транзисторных и ламповых селекторов ДМВ.

К другим преимуществам транзисторных селекторов каналов ДМВ следует отнести: незначительное потребление энергии, не превышающее десятых долей ватта, упрощение схемы и конструкции, повышенную надежность, малые габариты, незначительное излучение и т. д.

В большинстве зарубежных и некоторых отечественных селекторах используются транзисторы AF139 и AF239 (последние представляют собой улучшенный вариант транзистора AF139 и обладают пониженным коэффициентом шума в области высоких частот — не выше 6 *дб* на частоте 800 *Мгц* и 7 *дб* на частоте 900 *Мгц*). Основные параметры указанных транзисторов даны в приложении.

Отечественные аналоги этих транзисторов для селекторов ДМВ (типа ГТ346) имеют $F<8$ *дб* на частоте 800 *Мгц*, $|\beta|\geqslant 5$ на частоте 100 *Мгц*; постоянная времени цепи обратной связи $r_б C_к$ и $C_к$ для этих транзисторов не превышают соответственно 5 *псек* и 1,5 *пф*. Остальные параметры примерно соответствуют параметрам транзисторов ГТ328.

Использование в блоке ДМВ полевых транзисторов, обладающих по сравнению с биполярными меньшей чувствительностью к перекрестной модуляции и перегрузке и малым коэффициентом шума, позволит увеличить чувствительность телевизора, что особенно важно для переносных моделей и эквивалентно увеличению мощности передатчика. В селекторе могут использоваться диоды, работающие в диапазоне СВЧ, и туннельные диоды.

К полупроводниковым приборам, используемым в схеме, предъявляются требования обеспечения высокого коэффициента усиления, малого коэффициента шума, малой емкости обратной связи и получения генерации во всем диапазоне ДМВ.

Транзисторный селектор может быть выполнен в двух вариантах:

а) содержать входную цепь, преобразователь на диоде и гетеродин на транзисторе; подобная схема используется для приема сигналов с высокой интенсивностью;

б) содержать два транзистора, выполняющих функции усилителя высокой частоты и преобразователя; этот вариант используется

при работе телевизора на значительном удалении от телевизора.

В дальнейшем будут рассматриваться в основном схемы последнего типа, как получившие наибольшее распространение.

Таблица 6

Частоты телевизионных каналов, предусмотренные отечественным стандартом в диапазоне ДМВ

№ канала	Несущая частота изображения, *Мгц*	Несущая частота звука, *Мгц*
21	471,25	477,75
22	479,25	485,75
23	487,25	493,75
24	495,25	501,75
25	503,25	509,75
26	511,25	517,75
27	519,25	525,75
28	527,25	533,75
29	535,25	541,75
30	543,25	549,75
31	551,25	557,75
32	559,25	565,75
33	567,25	573,75
34	575,25	581,75
35	583,25	589,75
36	591,25	597,75
37	599,25	605,75
38	607,25	613,75
39	615,25	621,75

Качество приема телевизионных сигналов на ДМВ зависит от мощности используемых передатчиков и свойств приемной антенны. В качестве антенн в диапазоне ДМВ применяются специальные конструкции с волновыми вибраторами и рефлекторными решетками.

В качестве элементов настройки блоков ДМВ используются электрические линии, имеющие длину $\lambda/2$ или $\lambda/4$. Такие линии эквивалентны параллельной резонансной цепи, причем при длине $\lambda/4$ линия должна быть замкнута накоротко на одном из концов, а при длине $\lambda/2$ разомкнута на обоих концах.

На 21 канале длина линии $\lambda/2$ должна была бы составлять 31,5 *см*. Однако с целью уменьшения габаритов блока геометрическая длина линии выбирается значительно меньше ее электрической длины, определяемой длиной волны принимаемого сигнала. Это можно осуществить благодаря тому, что любой отрезок линии менее $\lambda/4$ эквивалентен емкости и, отсекая части линии, меньшие $\lambda/4$ и заменяя их эквивалентной емкостью, можно получить электрическое удлинение линии до необходимых размеров (рис. 27). Для удлинения используются подключаемые с одного конца линии выходная емкость транзистора и подстроечный конденсатор и с другого — переменный конденсатор, используемый для перестройки каскада в широком диапазоне частот (или совокупность переменного и подстроечного конденсаторов). Чем бо́льшая часть линии отсекается, тем более высокую емкость необходимо подключить для ее компенсации.

Сравнивая селекторы, выполненные на полуволновых и четвертьволновых линиях, можно заметить, что линии с длиной $\lambda/2$ с емкостной настройкой обеспечивают получение высокого усиления в нижней части диапазона. В верхней части диапазона ДМВ оба типа линий примерно одинаковы. Линии с длиной $\lambda/2$ позволяют получить лучшие характеристики селектора каналов, однако использование линий с длиной $\lambda/4$ дает возможность снизить габариты, уменьшить стоимость и упростить схему селектора.

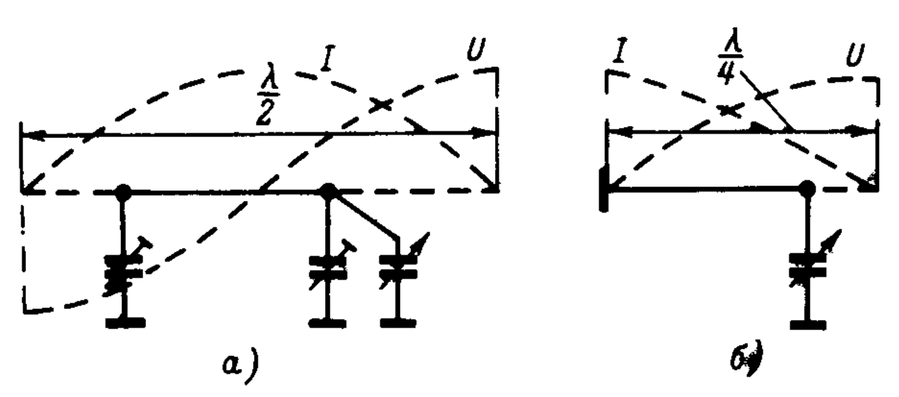


Рис. 27. Схема укорочения линий длиной $\lambda/2$ (*а*) и $\lambda/4$ (*б*).

Конструктивно селекторы на линиях $\lambda/2$ и $\lambda/4$ различаются емкостью блока переменных конденсаторов; для линий $\lambda/2$ с характеристическим сопротивлением 140 *ом* и длиной 26 *мм* диапазон перестройки конденсатора в каждой секции составляет 4—17 *пф*, для линий $\lambda/4$ 3—10,5 *пф*.

Геометрическая длина линии может быть определена по формуле

$$l = \frac{c}{\omega_0}\psi, \quad \text{где} \quad \operatorname{tg}\psi = \frac{\omega_0\rho(C_1 + C_2)}{1 - \omega_0^2\rho^2 C_1 C_2}.$$

Здесь c — скорость света; ω_0 — резонансная частота; C_1, C_2 — емкости, включенные на концах линии для ее укорочения; ρ — волновое сопротивление:

$$\rho \approx 60 \ln \frac{D_1 + D_2}{d_1 + d_2},$$

где D_1, D_2 — ширина и высота секции, d_1, d_2 — ширина и высота линии.

Отсюда видно, что чем больше ρ, тем меньшая длина l может быть выбрана для тех же рабочих условий.

Настройка блока ДМВ осуществляется плавно по всему диапазону (изменением емкости переменного конденсатора). Необходимые пределы изменения емкости переменного конденсатора можно получить на основании формулы

$$C = \frac{\operatorname{ctg}\theta}{\omega_0\rho}, \quad \text{где} \quad \theta = \frac{\omega l}{c}.$$

Минимальная емкость конденсатора определяется конструктивно-технологическими возможностями. Для получения больших пределов настройки конденсатор располагается по возможности ближе к пучности напряжения; при этом он оказывает максимальное влияние на частоту контура.

Каскады и секции блока отделяются друг от друга металлическими перегородками. Для связи между контурами полосового фильтра делаются отверстия, место которых определяется по границе перемещения пучности тока и узла напряжения вдоль линии при

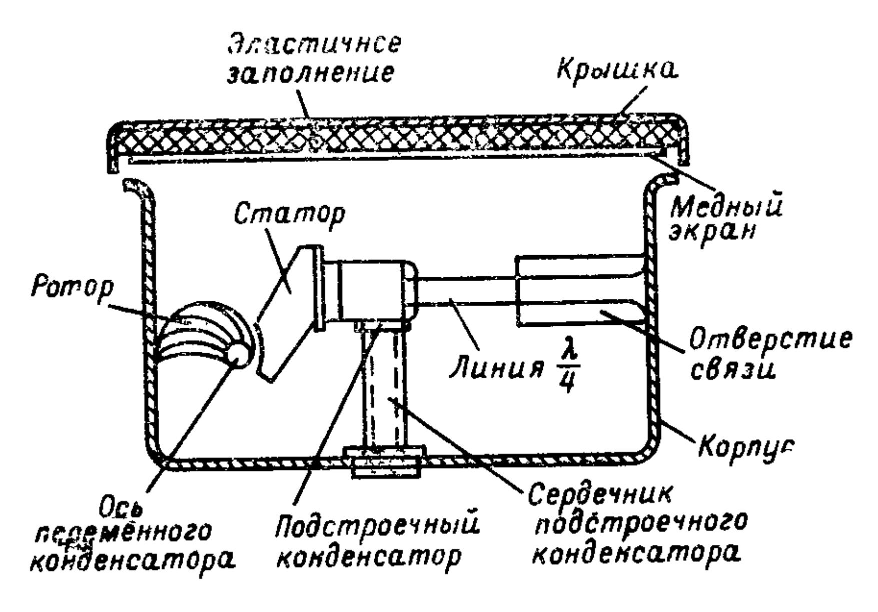


Рис. 28. Расположение деталей в одной из секций селектора ДМВ.

изменении частоты от одного конца диапазона до другого. Два отверстия позволяют получить магнитную связь в нижней и верхней частях диапазона. При использовании линий $\lambda/4$ пучность тока находится в точке короткого замыкания, в этом случае для осуществления связи достаточно одного отверстия.

Чтобы потери на излучение были малы, центральный проводник линии должен располагаться точно посредине между заземленными перегородками и параллельно им.

Следует избегать излучения высокочастотной энергии из блока через выводы осей переменного конденсатора и щели по краям крышки корпуса. Для уменьшения потерь изоляционные опоры переменного конденсатора должны выполняться из высокочастотной керамики, обладающей малой диэлектрической проницаемостью. Следует также тщательно заземлять ось ротора переменного конденсатора; для этого используются специальные эластичные вилки, смонтированные на каждой перегородке. Все вводы и выводы осуществляются через проходные конденсаторы.

В качестве примера на рис. 28 показано расположение деталей в одной из секций селектора, использующего линии с длиной $\lambda/4$. Из рисунка видно, что линия одним концом присоединена к корпусу блока, а другим — к подстроечному конденсатору, который одновременно выполняет роль основания. К этому конденсатору присоединен также статор переменного конденсатора, содержащий две пластины; при вращении оси три пластины ротора входят между

пластинами статора. В перегородке сделано отверстие для магнитной связи между линиями.

Для снижения потерь сигнала металлический корпус селектора, перегородки и линии покрываются слоем серебра толщиной 5—10 *мкм*, а для защиты посеребренной поверхности от коррозии ее покрывают лаком или слоем родия толщиной 0,1—0,2 *мкм*.

Как уже отмечалось, особое значение в диапазоне ДМВ приобретают вопросы уменьшения паразитных реактивных элементов схемы. Каждый конденсатор обладает паразитной индуктивностью, зависящей от размеров конденсатора (числа и габаритов пластин, способа их соединения с выводами) и индуктивности выводов, определяемой их длиной и диаметром; для снижения паразитной индуктивности рекомендуется уменьшать габариты конденсатора и длину выводов. Индуктивности, используемые в схеме, обладают паразитной емкостью, которую можно свести к минимуму, уменьшая диаметр намотки индуктивности и увеличивая отношение шага намотки к диаметру провода.

Кроме селекторов каналов для приема передач в диапазоне ДМВ можно использовать конвертеры ДМВ, позволяющие преобразовать частоту сигнала диапазона ДМВ в частоту одного из каналов диапазона МВ и подать ее затем на селектор МВ.

Рассмотрим некоторые особенности схем селекторов каналов ДМВ.

УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

В отличие от селектора метрового диапазона транзисторы в каскаде усиления высокой частоты селектора ДМВ всегда включаются по схеме с общей базой. Подобная схема включения обладает малым входным и большим выходным сопротивлениями, что обеспечивает удовлетворительное согласование с входными и выходными цепями, низкой величиной внутренней обратной связи с выхода на вход, позволяющей получить высокую стабильность усиления без применения вспомогательных цепей, высокой устойчивостью коэффициента усиления в диапазоне ДМВ.

Для повышения стабильности могут использоваться: цепи нейтрализации; включение в выходную цепь затухания фиксированной величины (это ведет к уменьшению усиления и увеличению коэффициента шума); уменьшение емкости конденсатора развязки в цепи базы до величины 5—25 *пф* (в зависимости от типа используемого транзистора; при этом усиление уменьшается незначительно — на 0,5—1 *дб*, а коэффициент шума остается без изменения). Можно также показать, что усилитель с заданным коэффициентом усиления будет работать тем стабильнее, чем ниже величина постоянной времени цепи обратной связи используемых транзисторов.

Для автоматической регулировки усиления каскада, обеспечивающей нормальную неискаженную работу при значительном изменении уровня входного сигнала, обычно используется схема прямой АРУ. Она позволяет получить лучшие характеристики при регулировке коэффициента усиления и уменьшает перекрестную модуляцию. В этом случае при использовании транзистора AF239 максимальное усиление достигается при $I_э \approx 3$ *ма*.

В качестве полосового фильтра используются две линии с индуктивной связью. Первичный и вторичный контуры фильтра шун-

тируются выходным сопротивлением усилителя высокой частоты и входным сопротивлением преобразователя.

Сигнал на преобразователь снимается с помощью дополнительной линии, индуктивно связанной с фильтром; подобный способ обеспечивает незначительное изменение связи вдоль диапазона настройки. Длина линии связи выбирается таким образом, чтобы при любой частоте сигнала она находилась в области пучности магнитного поля, перемещающейся при настройке.

Отверстия в перегородке между контурами фильтра позволяют получить максимальную связь во всем диапазоне.

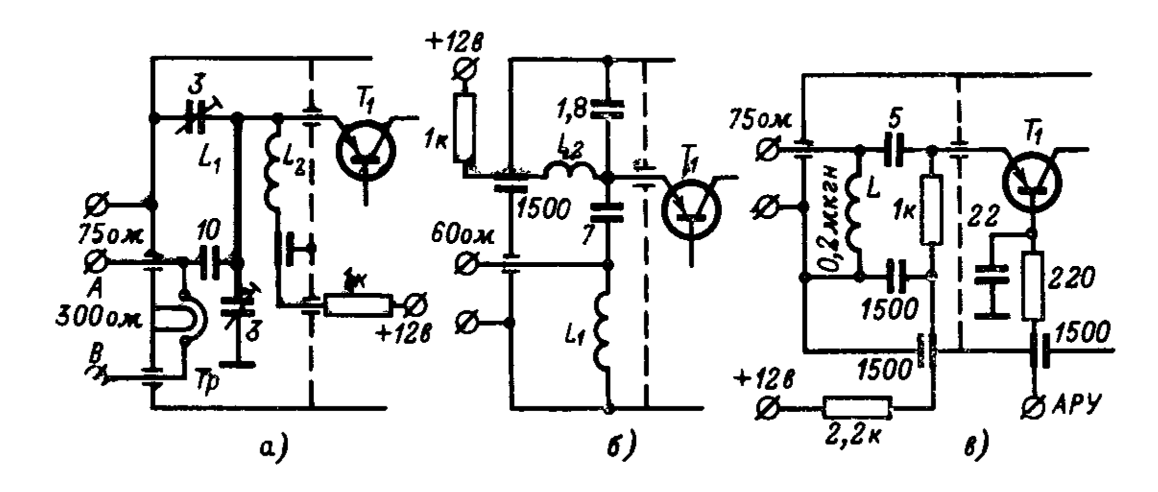


Рис. 29. Варианты входных цепей.

а — П-образная цепь; *б* — полосовой фильтр; *в* — цепь, настроенная на центральную частоту диапазона.

Как было отмечено, для обеспечения наименьшего коэффициента шума всего блока требуется получить максимально возможный коэффициент усиления усилителя высокой частоты. Используемые в этом каскаде транзисторы обеспечивают достаточно высокий коэффициент усиления при небольшом коэффициенте шума. Однако в связи с тем, что одновременно с полезными сигналами при этом усиливаются и мешающие, полосовой фильтр должен обеспечить весьма высокую избирательность, не допуская попадания на вход преобразователя паразитных сигналов. Кроме того, этот фильтр должен обеспечить значительную развязку антенной цепи от цепи гетеродина. Наилучшим образом эти свойства могут быть реализованы в фильтре со связью несколько выше критической.

Входная цепь в ряде схем представляет собой фильтр нижних частот с частотой отсечки 1 000 *Мгц*. Недостаток подобных схем заключается в плохой избирательности и непостоянстве характеристик вдоль диапазона.

Использование избирательной цепи на входе позволяет уменьшить излучение гетеродина в антенну, помехи и улучшить однородность характеристик при перестройке по диапазону частот.

В ряде схем на входе используется полосовой фильтр, пропускающий весь диапазон частот ДМВ.

На рис. 29 показаны различные варианты входных цепей с фиксированной настройкой для селектора ДМВ, включающего трехсекционный переменный конденсатор.

Для уменьшения паразитной обратной связи корпус транзистора заземляется. С целью снижения индуктивности выводов транзистора они укорачиваются (особенно вывод базы).

Как уже отмечалось, в каскаде усиления высокой частоты могут быть использованы полевые транзисторы. В диапазоне ДМВ применяется схема включения этих транзисторов с общим затвором, обладающая малой внутренней обратной связью, высокой стабильностью, малыми перекрестными искажениями и т. д. В зарубежных селекторах используются полевые транзисторы типа SF7489 и 2N3823. На рис. 30 показана схема усилителя высокой частоты с АРУ (в схеме используется обратная регулировка) при подаче напряжения регулировки на затвор (рис. 30,*а*) или исток (рис. 30,*б*); в последнем случае напряжение между затвором и стоком всегда постоянно, что не ведет к расстройке цепи стока.

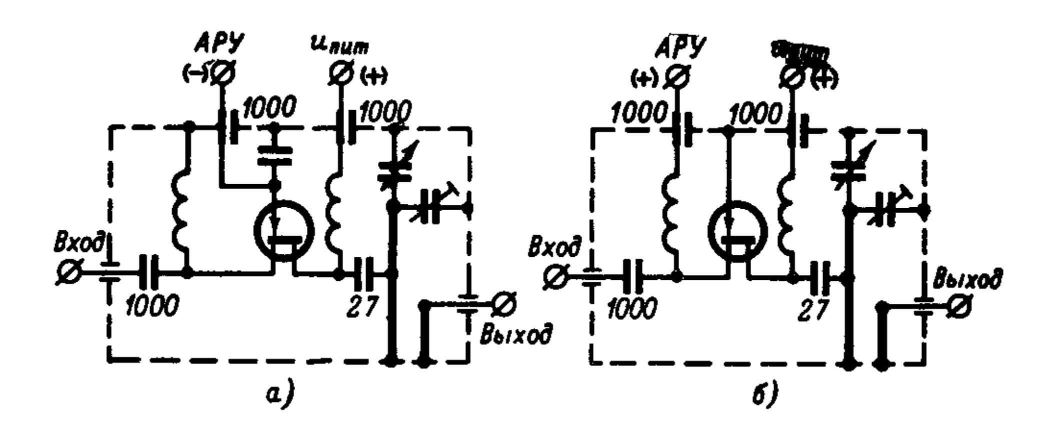


Рис. 30. Схема усилителя высокой частоты на полевом транзисторе (диапазон ДМВ).

Как видно из рис. 30, схема усилителя высокой частоты на полевом транзисторе оказывается проще, чем при использовании биполярных транзисторов (требуется меньшее число радиокомпонент, задающих режим работы; отсутствует селективный фильтр на входе), упрощается также ее настройка; это ведет к снижению стоимости блока.

ГЕТЕРОДИН — ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Гетеродин селектора каналов ДМВ собирается по схеме с емкостной связью. Контуром гетеродина является линия, аналогичная используемой в полосовом фильтре. Усиление при преобразовании определяется режимом работы гетеродина и уровнем сигнала на его выходе. Обычно для получения максимального усиления выбираются ток эмиттера $I_э = 2 \div 3$ *ма* и выходное напряжение $U_{гет} = 200 \div 250$ *мв*. Более высокая величина $U_{гет}$ может привести к проникновению частоты гетеродина в антенну.

Частота гетеродина должна иметь достаточно высокую стабильность (причинами ее нестабильности могут являться изменение питающих напряжений, старение элементов схемы, влияние темпера-

туры, влажности и т. п.). Так, например, при возрастании температуры происходит увеличение длины внутреннего проводника секции и уменьшение резонансной частоты; этот эффект еще более усиливается при наличии переменных конденсаторов вследствие изменения их емкости. Для компенсации температурного изменения $f_{гет}$ в ряде схем применяются конденсаторы с отрицательным температурным коэффициентом. При стабилизации частоты гетеродина максимальный уход ее не должен превышать величины $\pm(300—500)$ *кгц*. Для автоматической регулировки частоты в схеме гетеродина может использоваться варикап. Подобная схема автоподстройки показана на рис. 31.

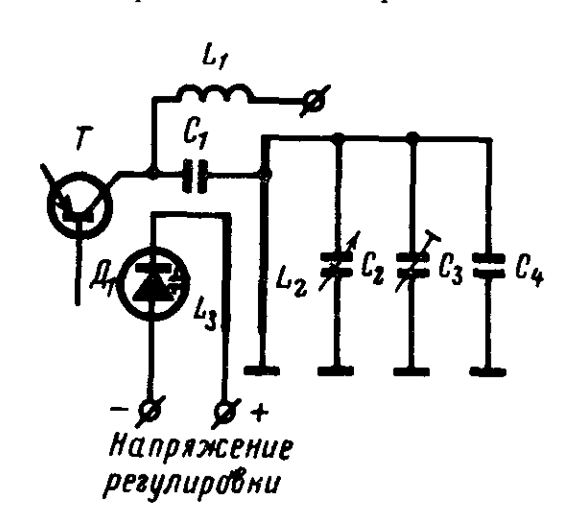


Рис. 31. Схема автоподстройки частоты гетеродина с помощью варикапа в селекторе ДМВ.

Сигнал промежуточной частоты с выхода каскада может быть подан непосредственно на вход усилителя промежуточной частоты; однако на практике для дополнительного усиления используется подача сигнала на вход преобразователя в селекторе каналов МВ, который превращается во вспомогательный усилитель промежуточной частоты.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

На рис. 32 представлена схема конвертера ПСК-Д-3. Конвертер предназначен для приема телевизионных передач в диапазоне 470—622 *Мгц* и преобразования их в сигнал первого или второго канала диапазона МВ. В конвертере используется транзистор ГТ313Б. Схема конвертера содержит входные цепи предварительной селекции и преобразователь частоты, собранный по схеме автогенерирующего смесителя. Контуры преселектора выполнены в виде линий $\lambda/4$, настраиваемых с помощью переменных конденсаторов C_1, C_2. Связь контуров осуществляется с помощью отверстия в перегородке. Автогенерирующий смеситель собран по схеме с емкостной связью. Колебательный контур представляет собой полуволновый резонатор с емкостной настройкой (с помощью C_3). Контур в коллекторной цепи $C_{б.к}L_1C_{13}L_2$ настроен на промежуточную частоту, которая соответствует частоте сигнала для первого или второго канала диапазона МВ. На нем выделяется сигнал промежуточной частоты. Диапазон частот гетеродина составляет 421,5—565,5 *Мгц*. Плавная перестройка по диапазону производится с помощью трехсекционного конденсатора переменной емкости. Для подстройки частоты гетеродина используется дополнительный конденсатор C_8. Повышение стабильности частоты гетеродина при изменении напряжения питания достигается с помощью стабилитрона (не показанного на схеме).

Схема селектора каналов ДМВ типа СК-Д-1 с механической перестройкой приведена на рис. 33. В ней используются зарубежные транзисторы типа AF239 и AF139. При приеме передач в диапазоне ДМВ телевизионный сигнал поступает на вход селектора, содер-

жащего усилитель высокой частоты и преобразователь; выходной сигнал подается на преобразователь в селекторе каналов метрового диапазона.

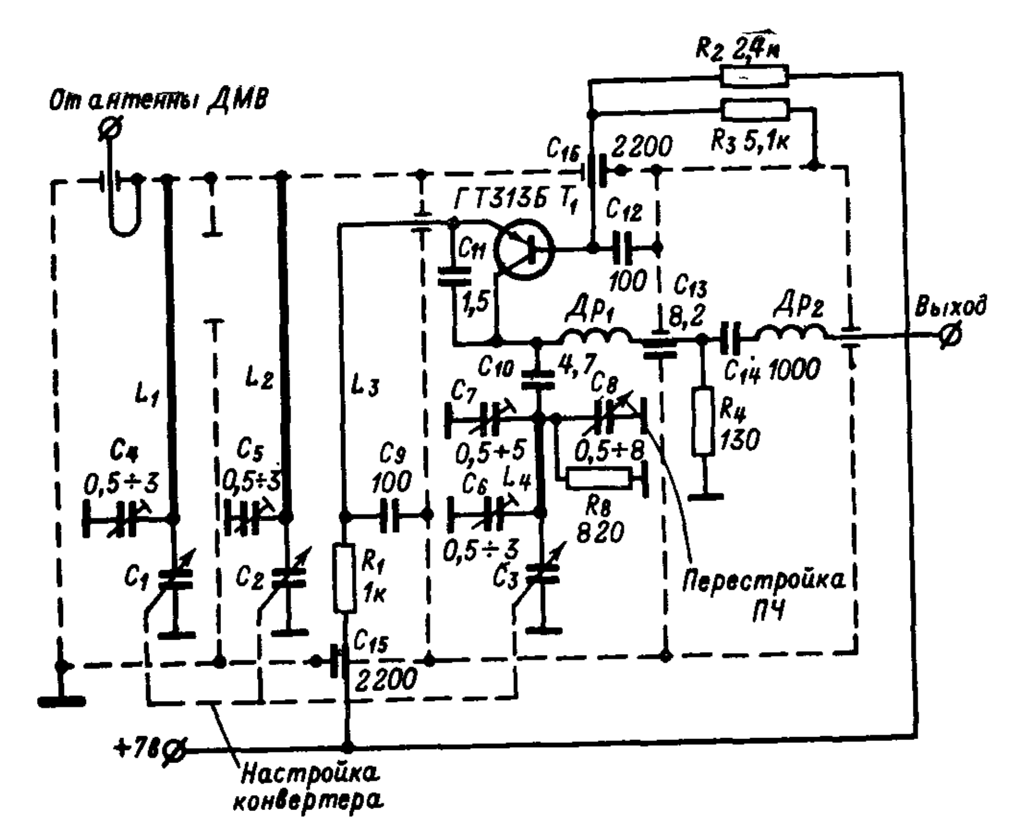


Рис. 32. Принципиальная схема конвертера ПСК-Д-3.

На усилитель высокой частоты, собранный по схеме с общей базой на транзисторе T_1, подается напряжение АРУ (через резистор R_1). В качестве колебательных цепей используются линии длиной $\lambda/4$, позволяющие уменьшить габариты селектора. При-

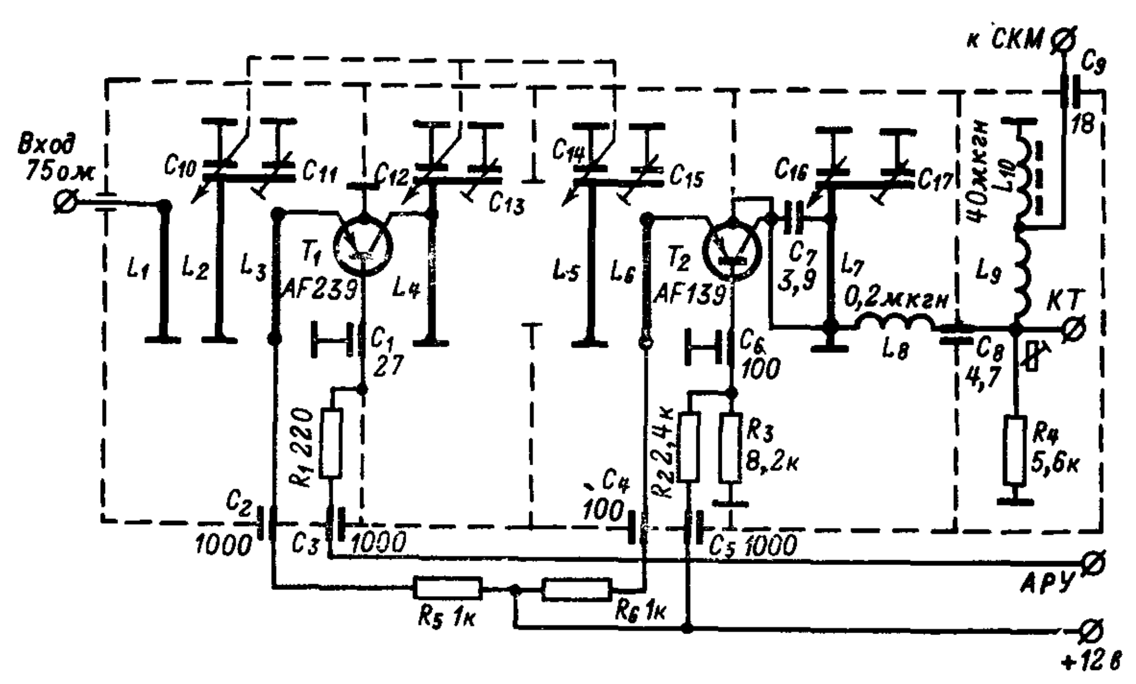


Рис. 33. Принципиальная схема селектора СК-Д-1.

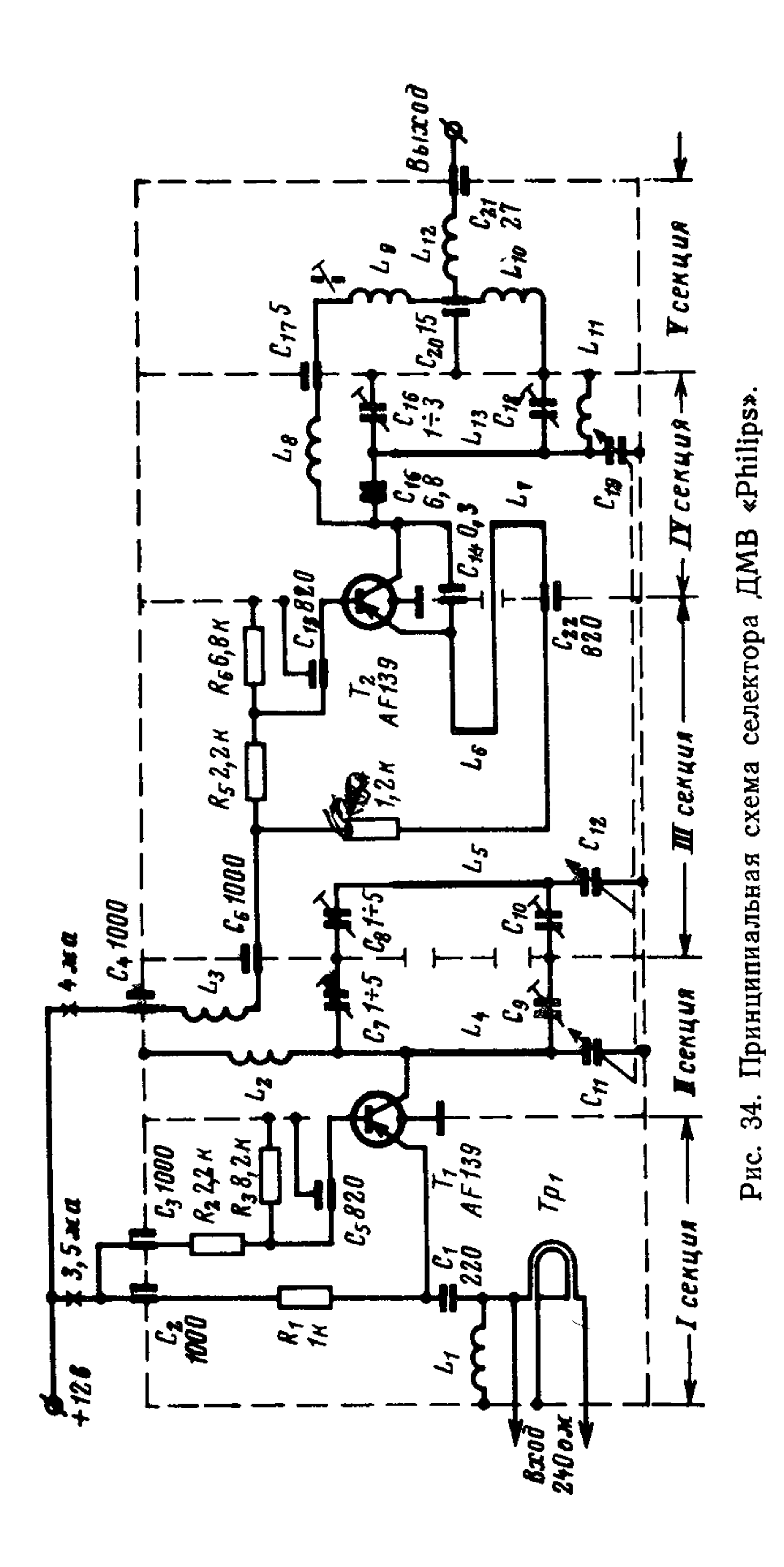


Рис. 34. Принципиальная схема селектора ДМВ «Philips».

менение четырехсекционного переменного конденсатора позволяет обеспечить перестройку входной цепи. В коллекторной цепи усилителя высокой частоты включен полосовой фильтр на линиях L_4L_5; на преобразователь сигнал подается с помощью L_6.

Сигнал промежуточной частоты снимается с коллектора T_2 и через Т-образный фильтр $C_8L_9L_{10}$ подается к селектору МВ.

Для возбуждения колебаний гетеродина используется емкостная связь между эмиттером и коллектором T_2. Контур гетеродина образован линией L_7.

Параллельно секциям переменного конденсатора включены подстроечные конденсаторы для подстройки селектора и получения необходимого диапазона частот.

Напряжение питания на эмиттеры T_1 и T_2 подается через резисторы R_5 и R_6, напряжение смещения на базу T_2 — с помощью R_2 и R_3. В цепи базы включены развязывающие конденсаторы C_1 и C_6. Коэффициент усиления селектора составляет 20—25 *дб*; коэффициент шума не превышает 11 *дб*.

Схема селектора каналов ДМВ фирмы «Philips», показанная на рис. 34, содержит два транзистора типа AF139, включенных по схеме с общей базой. Потребляемый ток 7,5 *ма*. В схеме используются линии длиной $\lambda/2$, перестраиваемые с помощью трехсекционного переменного конденсатора. Входной трансформатор Tp_1 служит для согласования антенного фидера с входным сопротивлением усилителя высокой частоты. Режим работы усилителя устанавливается с помощью резисторов R_1, R_2, R_3. Связь между каскадами осуществляется с помощью полосового фильтра, содержащего два контура: первичный — в коллекторной цепи усилителя высокой частоты (L_4, C_7, C_9, C_{11}) и вторичный (L_5, C_8, C_{10}, C_{12}). Для связи используются отверстия в перегородке. Усиленный сигнал снимается со вторичного контура полосового фильтра с помощью петли связи L_6 и смешивается с напряжением гетеродина в цепи эмиттера транзистора выходного каскада. Для установления режима работы этого каскада используются резистор R_4 и делитель R_5, R_6.

Контур гетеродина в коллекторной цепи содержит L_{13}, C_{16}, C_{18}, C_{19}. Обратная связь обеспечивается с помощью L_7 и внутренних емкостей транзистора. Сигнал промежуточной частоты снимается через L_9 (катушку фильтра), образующую с контуром в усилителе промежуточной частоты полосовой фильтр. Фильтрующая цепь L_8, C_{17}, L_9, C_{20} почти полностью подавляет излучение гетеродина. Катушка индуктивности L_{11} используется для уменьшения влияния емкости переменного конденсатора на настройку контура промежуточной частоты. Монтажная схема селектора показана на рис. 35.

На рис. 36 представлена схема селектора ДМВ фирмы CFTH. Она включает транзисторы AF139 и линии длиной $\lambda/4$. Коэффициент усиления изменяется в пределах 31—37 *дб*, а коэффициент шума 9,8—12,4 *дб*. Настройка производится трехсекционным переменным конденсатором.

Входное сопротивление селектора на частотах ниже 750 *Мгц* составляет 65—85 *ом* и увеличивается при возрастании частоты свыше 750 *Мгц*. Транзистор T_1, выполняющий роль усилителя высокой частоты, расположен в отверстии в перегородке между первой и второй секциями. Вторая и третья секции содержат полосовой фильтр, включающий линии L_1 и L_2, связанные между собой с помощью отверстия в перегородке. Ширина полосы пропускания фильтра около 10 *Мгц*. В четвертой секции расположен транзистор T_2,

4—1171

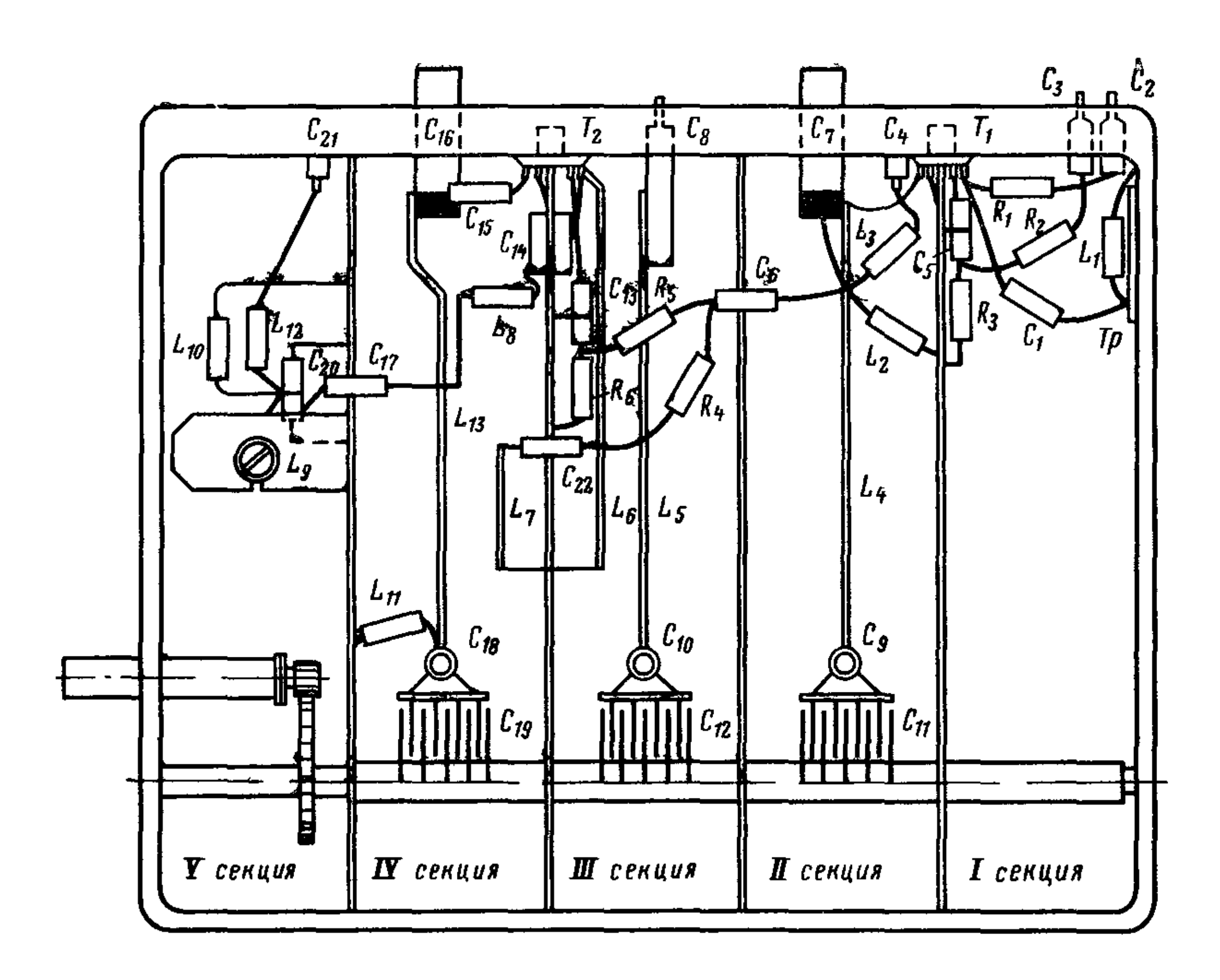


Рис. 35 Монтажная схема селектора ДМВ «Philips».

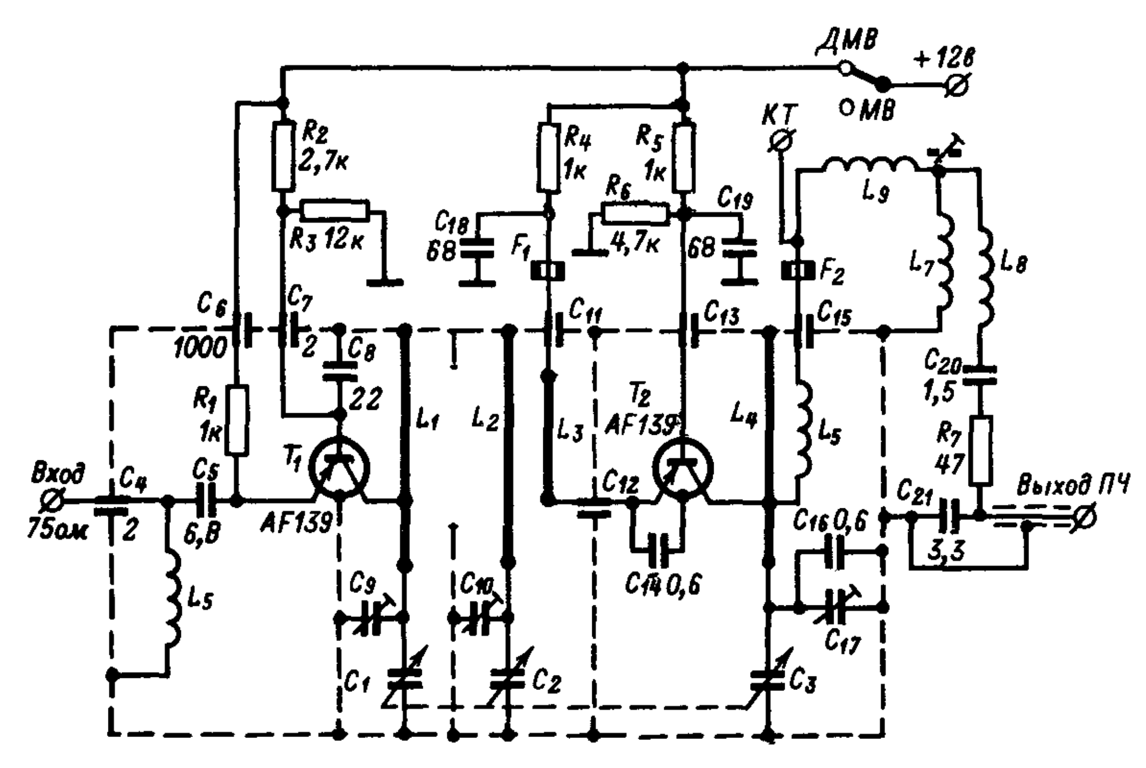


Рис 36 Принципиальная схема селектора ДМВ CFTH.

выполняющий функции гетеродина, собранного по схеме с емкостной связью (возбуждение колебаний происходит за счет последовательно включенных конденсатора C_{14} и емкости коллектор — корпус транзистора), и преобразователя, коллекторной нагрузкой которого

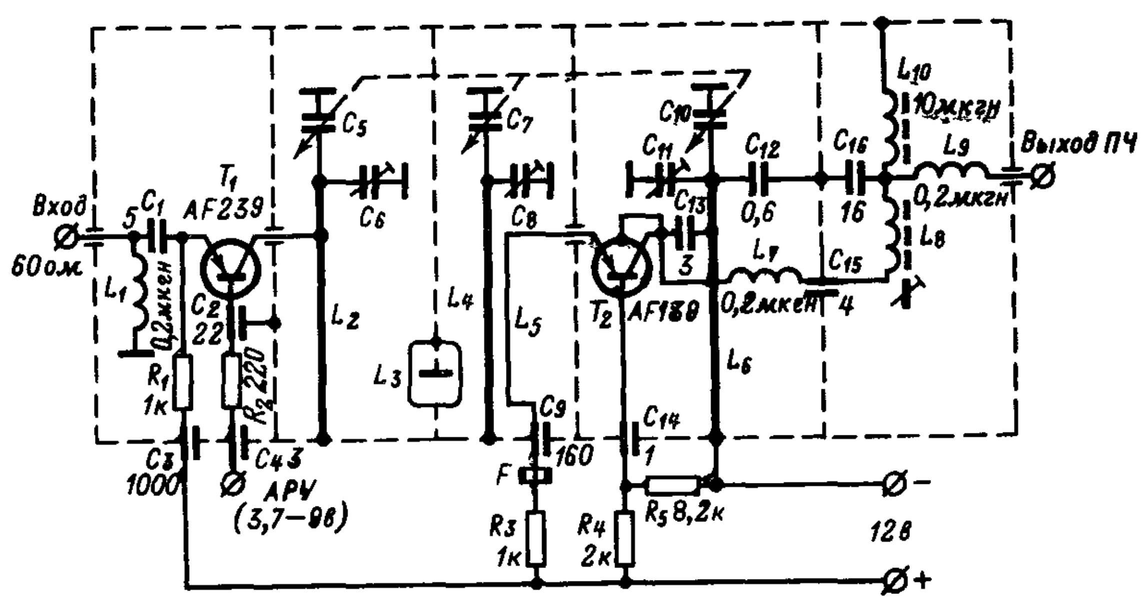


Рис. 37. Принципиальная схема селектора ДМВ.

являетcя полосовой фильтр Проникновению сигнала гетеродина наружу препятствуют проходные конденсаторы C_{11}, C_{13}, C_{15} и ферритовые бусинки F_1, F_2, выполняющие роль дросселя.

На рис. 37 показана схема селектора ДМВ, выполненного на линиях длиной λ/4 и транзисторах AF239 (T_1) и AF139 (T_2) Размеры внутренних проводников в полосовом фильтре 25×4×1 *мм*, в гетеродине 25×5×1 *мм*. Диапазон перестройки 470—860 *Мгц*

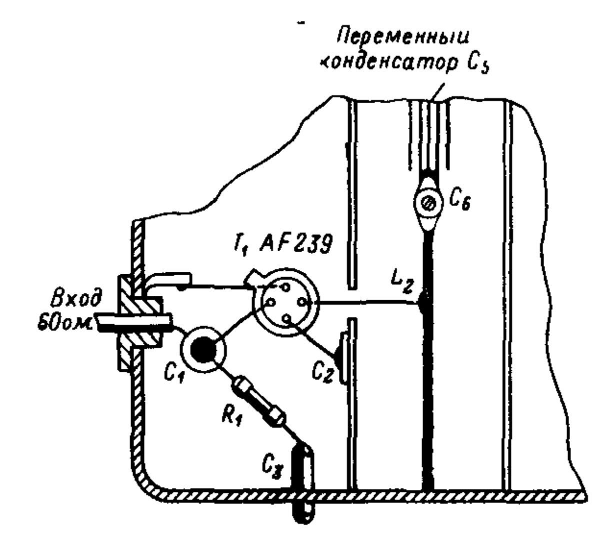


Рис. 38. Расположение транзистора в селекторе ДМВ.

Сигнал от антенны поступает к фильтру высокой частоты L_1, C_1, а с него — к усилителю высокой частоты (транзистор T_1 включен по схеме с общей базой) К базе транзистора приложено напряжение АРУ. Оптимальное расположение транзистора с точки зрения обеспечения максимального согласования, усиления и минимума шума показано на рис. 38 Корпус транзистора заземлен, выводы эмиттера и базы предельно укорочены

Связь между контурами полосового фильтра производится с помощью отверстия в перегородке и дополнительной петли L_3. Усиленный сигнал с помощью L_5 поступает на преобразователь (T_2). Ферритовая бусина F, расположенная в месте вывода эмиттера, уменьшает паразитное излучение селектора.

В каскаде преобразователя транзистор T_2 также включен по схеме с общей базой. Для возбуждения колебаний используется емкостная связь между эмиттером и коллектором. С целью повышения стабильности работы селектора конденсатор C_{13} имеет отрицательный температурный коэффициент. Конденсатор C_{12} используется для термокомпенсации в цепи гетеродина. Через L_7 сигнал промежуточной частоты поступает на первичную цепь фильтра L_8. Индуктивность L_9 препятствует проникновению на выход сигнала с частотой гетеродина; L_{10} используется в цепи питания по постоянному току.

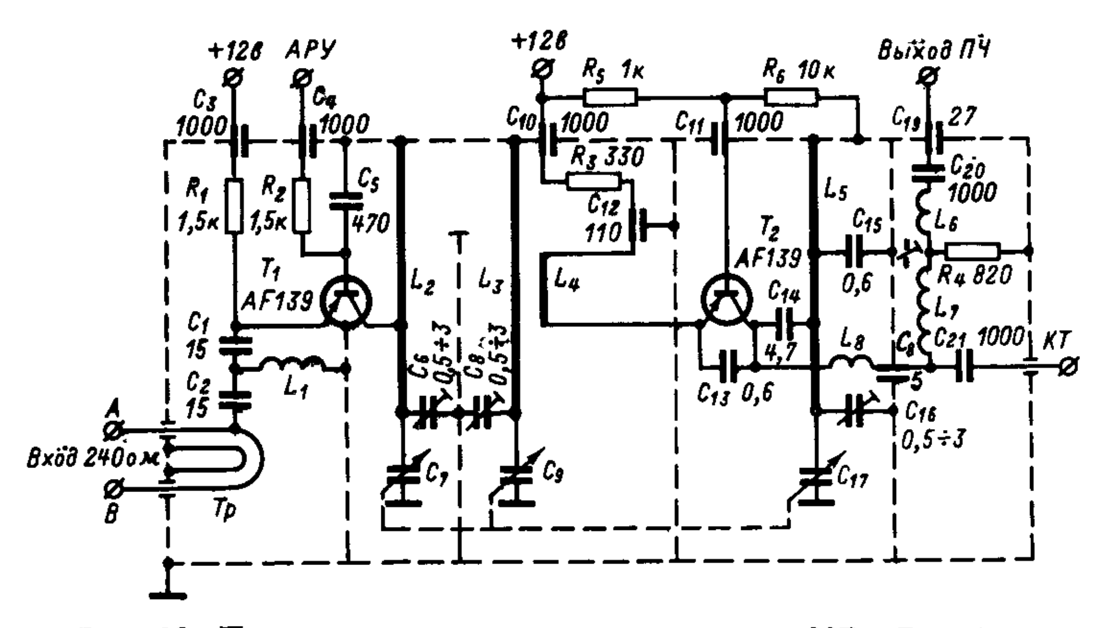


Рис. 39. Принципиальная схема селектора ДМВ «Ducati».

Среднее значение коэффициента усиления блока по мощности составляет 26 *дб*, коэффициента шума — менее 6 *дб* на верхней частоте диапазона ДМВ.

Блок ДМВ фирмы «Ducati» (Италия), показанный на рис. 39, использует линии длиной λ/4 и трехсекционный переменный конденсатор.

На усилитель высокой частоты подается напряжение прямой АРУ. Потребляемый ток составляет 7 *ма* при максимальном усилении и 13 *ма* при минимальном усилении. Входное сопротивление 240 *ом* (для симметричного кабеля) или 60 *ом* (при отсутствии симметрирующего трансформатора). Частота гетеродина выше частоты сигнала. Коэффициент усиления по мощности 15 *дб*, коэффициент шума 9 *дб* (на частоте 470 *Мгц*), 11 *дб* (на частоте 650 *Мгц*) и 13 *дб* (на частоте 860 *Мгц*).

В последнее время за рубежом получили распространение универсальные, так называемые «всеканальные» блоки, обеспечивающие перекрытие как диапазона МВ, так и диапазона ДМВ. Они имеют высокие эксплуатационные характеристики, низкую стоимость и высокую надежность. Такие блоки используют плавную перестройку в пределах каждого поддиапазона (I, III или IV/V). Блок обычно содержит три транзистора, выполняющих те же функции, что и в блоке МВ. Одна из подобных схем, используемых в черно-белом телевизоре BELL/ITT, показана на рис. 40. Она включает четырехпозиционный коммутатор, осуществляющий переключение поддиа-

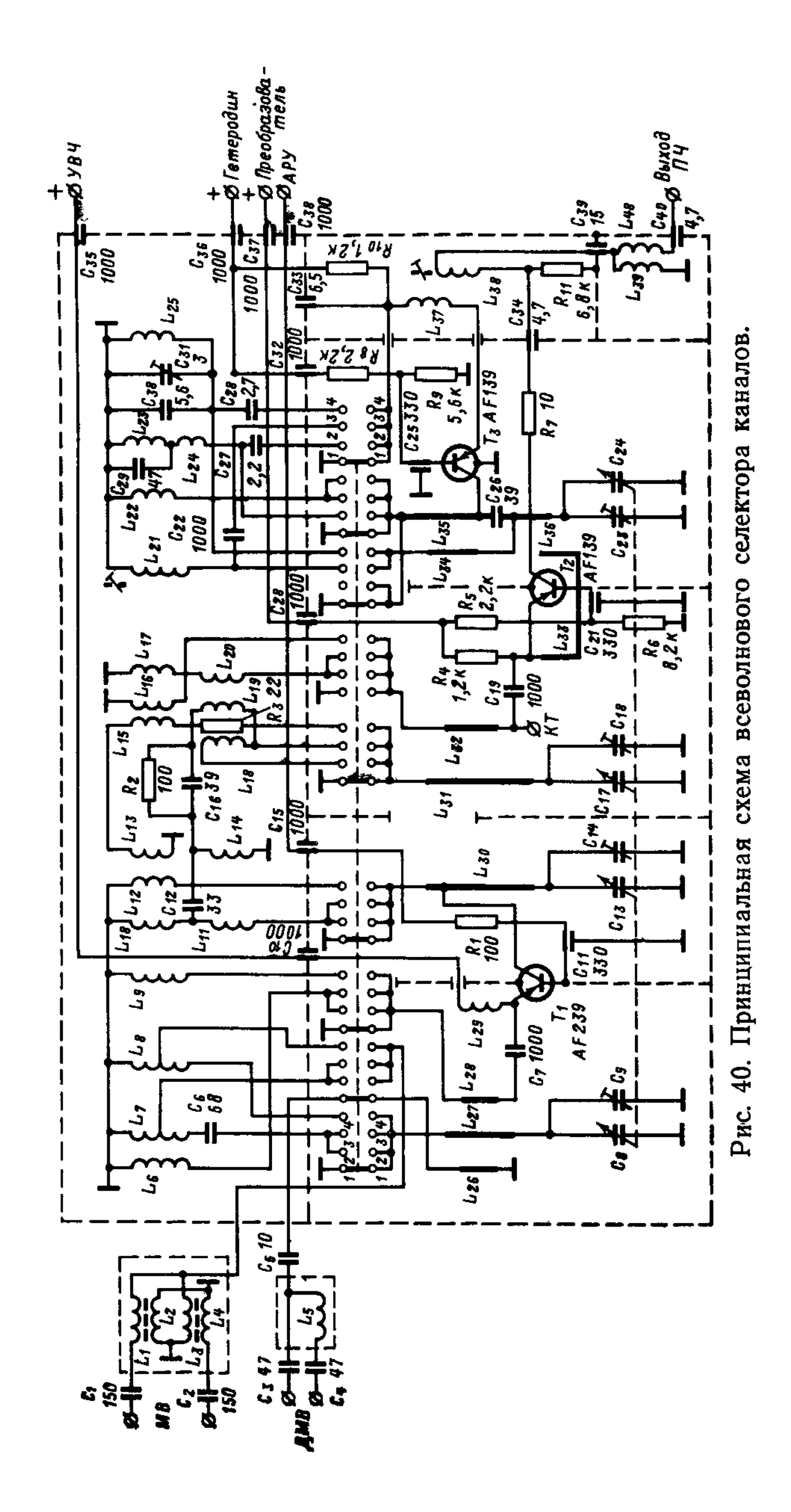


Рис. 40. Принципиальная схема всеволнового селектора каналов.

пазонов; в первом положении, показанном на рисунке, производится прием в диапазоне ДМВ (IV/V поддиапазоны), в остальных — в диапазоне МВ, в соответствии с используемым стандартом, причем положенне *2* соответствует III поддиапазону (174—230 *Мгц*), включая каналы, на которых частота гетеродина выше частоты сигнала, положение *3* — каналам III поддиапазона, у которых частота гетеродина ниже частоты сигнала, а положение *4* — каналам I поддиапазона. Настройка в пределах каждого поддиапазона обеспечивается с помощью четырехсекционного переменного конденсатора, который управляется кнопочным механизмом

Блок содержит три германиевых транзистора, выполняющих функции усилителя высокой частоты (AF239), преобразователя (AF139) и гетеродина (AF139) Сигнал, поступающий с антенны МВ или ДМВ, подводится к соответствующему согласующему трансформатору В диапазоне ДМВ в качестве контуров используются линни длиной λ/4

Усилитель высокой частоты с перестраиваемой входной цепью выполнен на транзисторе T_1, включенном по схеме с общей базой На этот каскад подается напряжение АРУ Каскад соединен с преобразователем с помощью двухконтурного полосового фильтра с индуктивной связью Транзистор T_2 в каскаде преобразователя включен по схеме с общей базой; на его эмиттер подается также сигнал от гетеродина (T_3) Сигнал промежуточной частоты с коллектора T_2 поступает на выход селектора через катушку L_{38}, являющуюся частью сложного Т-образного фильтра, первичная цепь которого содержит C_{34}, L_{38}, R_{11}, а вторичная включена на входе усилителя промежуточной частоты Для снижения излучения гетеродина включен фильтр C_{39}, L_{40}, C_{40} Гетеродин на транзисторе T_3 также включен по схеме с общей базой; он использует обратную связь между коллектором и эмиттером — емкостную в диапазоне МВ и индуктивную в диапазоне ДМВ

Коэффициент усиления схемы в зависимости от диапазона меняется в пределах 26—33 *дб*, а коэффициент шума — в пределах 7,5—9,8 *дб*

СЕЛЕКТОРЫ КАНАЛОВ С ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ

Селекторы каналов с электронной перестройкой обладают рядом значительных преимуществ по сравнению с блоками с механической настройкой. Эти преимущества заключаются в повышении надежности работы за счет устранения механических контактов барабанного переключателя, возможности размещения селектора в любом месте в корпусе телевизора, уменьшении габаритов и веса, упрощении схемы и т д Использование заранее установленных напряжений позволяет применить фиксированную кнопочную настройку на каждый из каналов, которые принимаются большинством телезрителей, при этом даже не требуется производить подстройку Применение варикапов позволяет использовать простую схему дистанционной настройки, причем антенный усилитель, выполненный с использованием варикапов, может настраиваться одновременно с селектором (при этом напряжение настройки подводится к усилителю по антенному кабелю)

Конструктивные преимущества блоков с электронной настройкой заключаются в относительной свободе расположения деталей внутри

блока и самого блока внутри телевизора. Следует отметить, что при использовании переменного конденсатора в качестве органа настройки на ДМВ перекрытие всего диапазона частот (около 400 *Мгц*) осуществляется при угле поворота 180°, а для максимальной точности настройки 100 *кгц* необходимый угол поворота будет составлять около 3′. Это требует использования редукторов со значительным коэффициентом замедления Система с электронной перестройкой избавлена от указанного недостатка.

ДИОДЫ С ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТЬЮ В КАЧЕСТВЕ ОРГАНОВ НАСТРОЙКИ

В качестве переменных конденсаторов для настройки резонансных контуров используются диоды с переменной емкостью, или варикапы. Как и в обычном диоде, емкость варикапа зависит от приложенного напряжения, однако варикапы обладают большим коэффициентом перекрытия по емкости

$$K_c = \frac{C_{макс}}{C_{мин}}$$

в определенном диапазоне подаваемого на них напряжения. Изменение емкости при изменении напряжения практически происходит мгновенно.

Варикап обеспечивает изменение емкости не механическим, а электронным путем в результате изменения обратного напряжения смещения, приложенного к *p-n* переходу. При этом на переходе образуется зона пространственного заряда, полярность которого противоположна приложенному напряжению. Ширина этой зоны, выполняющей роль диэлектрика в обычном конденсаторе, изменяется в зависимости от величины напряжения — уменьшается при его уменьшении и увеличивается с его увеличением, что ведет к соответствующему изменению емкости перехода

$$C = \frac{\varepsilon S}{4\pi d},$$

где ε — диэлектрическая проницаемость; *S* — площадь перехода (аналогичная площади пластин конденсатора переменной емкости); *d* — ширина перехода (аналогичная толщине диэлектрического слоя в конденсаторе). Отсюда видно, что увеличение ширины перехода при увеличении запирающего напряжения ведет к уменьшению емкости, которая зависит от распределения концентрации примесей в полупроводнике. Преимуществами подобной емкости являются достаточно высокая добротность, малый уровень собственных шумов, низкий температурный коэффициент, слабая зависимость от частоты.

Усредненная зависимость емкости варикапа от приложенного напряжения показана на рис. 41.

На рис. 42 показана эквивалентная схема варикапа для высоких *а* и низких *б* частот. В этой схеме сопротивление $R_п$ является сопротивлением потерь (материала полупроводника, выводов) и включает также сопротивление контактов; оно должно быть минимально возможным (порядка 1 *ом*) и на ДМВ должно быть ниже, чем на

МВ. Это сопротивление постоянно при $|U_{обр}| \geqslant 3 \div 4$ *в* (не зависит от обратного напряжения, приложенного к диоду) Последовательно с этим сопротивлением включена емкость перехода $C_п$. Параллельно $C_п$ подключено сопротивление утечки R_0, обусловленное влиянием обратного тока через переход, поверхностной утечкой, диэлектрическими потерями в переходе и корпусе и т д. Оно составляет сотни мегаом и снижается при увеличении $U_{обр}$. Кроме того, в схеме имеются индуктивность $L_в$ и емкость корпуса $C_к$ (около 0,2 *пф* для стеклянного корпуса).

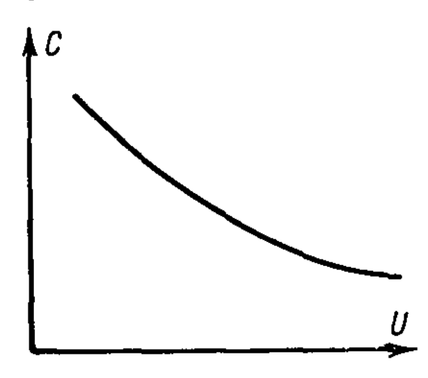


Рис. 41. Изменение емкости варикапа в зависимости от приложенного напряжения.

Пренебрегая величинами $C_к$ и R_0, добротность варикапа будет

$$Q = \frac{1 - \omega^2 L_в C_п}{\omega C_п R_п};$$

на достаточно низких частотах

$$Q \approx \frac{1}{\omega C_п R_п}.$$

Отсюда видно, что индуктивность выводов сказывается на величине добротности (последняя увеличивается при уменьшении $L_в$). Практическое значение $L_в$ 10—20 *нгн*.

Кроме того, добротность существенно зависит от частоты и обратного напряжения. С ростом последнего добротность увеличивается; большие значения добротности варикапа необходимы, чтобы добротность колебательного контура, в состав которого он входит, также оставалась достаточно высокой. Зависимость добротности от частоты является обратно пропорциональной Обычно значения Q указываются для определенной частоты и напряжения смещения. Иногда вместо добротности указывают сопротивление потерь при определенном смещении (величина $R_п$ обратно пропорциональна $U_{обр}$). При увеличении $U_{обр}$ значения $C_п$ и $R_п$ снижаются и на данной частоте максимальная величина Q обеспечивается при более высоком напряжении. Так, например, если варикап имеет $Q=500$ на частоте $f=50$ *Мгц* при $U_{обр}=2$ *в*, то при увеличении $U_{обр}$ до 20 *в* на той же частоте его добротность может составлять 2 000. Низкая добротность ведет к уменьшению ширины полосы, увеличению вносимых потерь, снижению усиления и ухудшению шумовых характеристик.

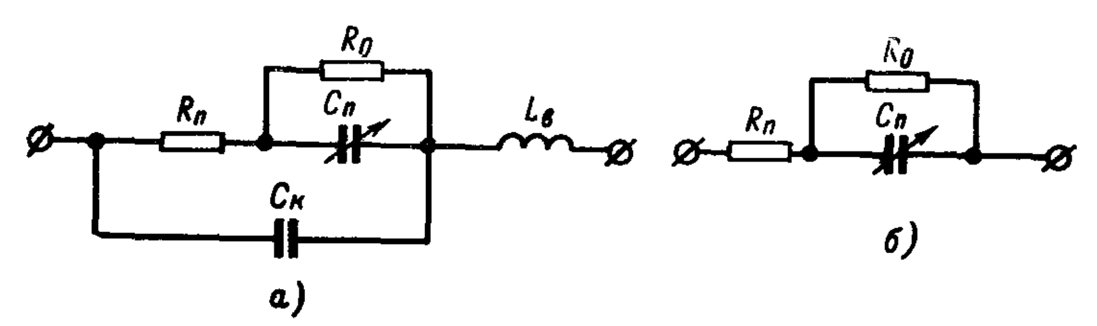


Рис. 42. Эквивалентная схема варикапа на высокой (*а*) и на низкой (*б*) частотах.

Максимальное напряжение $U_{макс}$, которое может быть подано на варикап и от которого зависит минимальное значение емкости, обусловлено величиной напряжения пробоя перехода. Минимальное напряжение $U_{мин}$ (для получения $C_{макс}$) обычно составляет 3—4 *в* (при более низком напряжении нарушается линейный закон изменения емкости от напряжения, ухудшается температурная стабильность).

Собственная резонансная частота варикапа

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_в (C_к + C_п)}};$$

для использования в блоках МВ и ДМВ варикапы должны иметь f_0 не менее 1,5 *Ггц*. Частотный диапазон их применения ограничен частотами:

при $Q=1$

$$\omega_н = \frac{1}{C_п R_0}; \quad \omega_в = \frac{1}{C_п R_п};$$

при $Q=Q_{мин}$

$$\omega_н = \frac{Q_{мин}}{C_п R_0}; \quad \omega_в = \frac{1}{Q_{мин} C_п R_п}.$$

Отсюда видно, что для работы в диапазоне высоких частот необходимы варикапы с высокой постоянной времени $C_п R_п$

Таким образом, варикапы должны обладать высокими значениями Q, малыми потерями и высоким пробивным напряжением Однако, так как эти параметры взаимосвязаны, их следует выбирать из компромиссного решения. Обычно диоды с малыми емкостями обладают высокой добротностью и используются в цепях, обеспечивающих высокую избирательность.

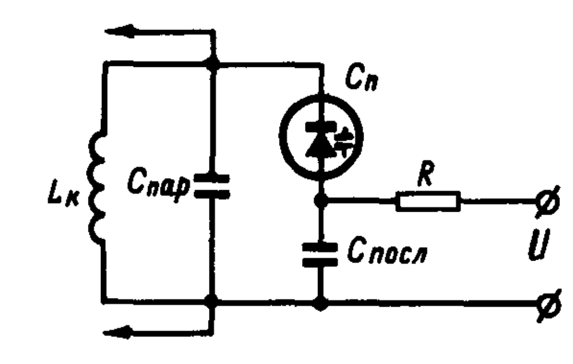


Рис. 43 Включение варикапа в колебательный контур.

Шумы варикапов на высоких частотах обусловлены тепловыми шумами сопротивления $R_п$ и дробовыми шумами запертого перехода, определяемыми флуктуациями обратного тока через этот переход. Оба источника шума имеют белый спектр— не зависят от частоты во всем используемом диапазоне частот.

В большинстве практических случаев варикап включается в параллельный контур, резонансная частота которого при этом определяется из формулы

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_в C_п}} \sqrt{\frac{U + \varphi}{U_{мин} + \varphi}},$$

где U — напряжение, подаваемое на варикап; φ — контактный потенциал *p-n* перехода, составляющий примерно 0,25 *в* для германия и около 0,6 *в* для кремния.

В схеме с варикапом в контур, как правило, включаются емкости $C_{посл}$ и $C_{пар}$, которые умечьшают коэффициент перекрытия общей емкости контура (рис. 43) и соответственно снижают коэф-

фициент перекрытия по частоте

$$K_f \approx \sqrt{K_C},$$

который мог бы быть получен при изменении $C_п$ в данном диапазоне напряжений смещения. В состав $C_{пар}$ входит паразитная емкость, образованная распределенной емкостью катушки, входной или выходной емкостью транзистора и емкостью монтажа. Общая емкость контура

$$C_к = \frac{C_п C_{посл} + C_{пар}(C_п + C_{посл})}{C_п + C_{посл}} \approx C_п + C_{пар}.$$

Диапазон перестройки по частоте, который может быть получен с помощью варикапа, определяется по формуле

$$K_f = \frac{f_{макс}}{f_{мин}} \sqrt{\frac{1 + \dfrac{C_{макс}}{C_{пар}\left(1 + \dfrac{C_{макс}}{C_{посл}}\right)}}{1 + \dfrac{C_{макс}}{C_{пар}\left(K_C + \dfrac{C_{макс}}{C_{посл}}\right)}}};$$

если величина $C_{посл}$ достаточно велика ($C_{посл} \gg C_п$), то

$$K_f = \sqrt{\frac{1 + \dfrac{C_{макс}}{C_{пар}}}{1 + \dfrac{C_{макс}}{K_C C_{пар}}}}.$$

Отсюда

$$C_{макс} = K_C C_{пар} \frac{K_f^2 - 1}{K_C - K_f^2};$$

С целью уменьшения влияния R и $C_{посл}$ на контур необходимо выбирать их максимально возможные величины. Кроме того, для получения малой конечной емкости основная емкость контура, состоящая из выходной емкости транзистора, емкости варикапа и паразитных емкостей, также должна быть относительно малой.

Так как существующие в настоящее время варикапы не позволяют перекрыть весь диапазон МВ (в котором $K_f = \frac{f_{макс}}{f_{мин}} \approx 5$), на этом диапазоне используются переключающие диоды, разбивающие его на два поддиапазона — I (48—100 *Мгц*) и III (170—230 *Мгц*) со сравнительно небольшими коэффициентами перекрытия по частоте ($K_f \leqslant 2$).

В диапазоне ДМВ при использовании линии длиной $\lambda/4$ диапазон перестройки

$$K_f = \frac{\operatorname{tg}\dfrac{l\omega_{мин}}{c}}{\operatorname{tg}\dfrac{l\omega_{макс}}{c}} \cdot \frac{1 + \dfrac{C_{макс}}{C_{пар}\left(1 + \dfrac{C_{макс}}{C_{посл}}\right)}}{1 + \dfrac{C_{макс}}{C_{пар}\left(K_C + \dfrac{C_{макс}}{C_{посл}}\right)}},$$

где l — длина линии; c — скорость света.

С целью увеличения точности сопряжения во всем диапазоне настройки (при одновременной настройке нескольких контуров) варикапы при контроле их параметров подбираются в группы по две—четыре штуки с разбросом внутри каждой группы не более 3—5%. При этом зависимости $C = f(U)$ должны быть одинаковы от $1{,}5\,U_{мин}$ до $0{,}6\,U_{макс}$.

Одним из основных требований, предъявляемых к варикапу, является стабильность его работы при изменении температуры; при этом температурные эффекты наиболее значительны при малых значениях напряжения смещения.

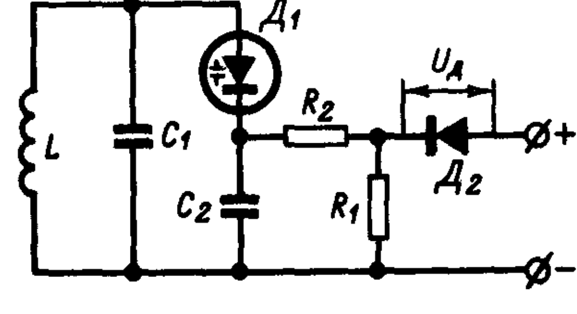


Рис. 44. Схема компенсации зависимости емкости варикапа от температуры.

Изменение емкости $C_п$ с температурой определяется температурной зависимостью контактного потенциала *p-n* перехода φ; при изменении температуры на 1 °С изменение напряжения, эквивалентное температурному изменению емкости, составляет 1,5—2,5 *мв*.

Использование конденсаторов с отрицательным температурным коэффициентом, обычно применяемых для термокомпенсации в схемах с переменными индуктивностями или емкостями, в данном случае не дает требуемого эффекта. Для температурной компенсации можно использовать схему с дополнительным диодом, показанную на рис. 44, в которой смещение на варикап увеличивается при уменьшении потенциала φ. Диод $Д_2$ включен в прямом направлении; изменение температуры ведет к изменению $U_д$; результирующее напряжение, приложенное к варикапу, будет практически постоянным независимо от изменения температуры. Резистор R_1 в данной схеме используется для создания через $Д_2$ постоянного тока и соответствующего уменьшения динамического сопротивления (в противном случае через $Д_2$ протекал бы только обратный ток варикапа $Д_1$ и динамическое сопротивление цепи $Д_1$—R_2—$Д_2$ имело бы значительную величину).

Кроме того, для стабилизации напряжения питания, приложенного к варикапу, можно использовать также стабилитроны, варисторы (резисторы, сопротивление которых зависит от приложенного напряжения), терморезисторы (резисторы с сопротивлением, зависящим от окружающей температуры).

Специфика применения варикапов для перестройки контуров гетеродина заключается в том, что их использование ведет к сни-

жению стабильности частоты, которая определяется нелинейностью характеристики $C=f(U)$. При включении дополнительного конденсатора параллельно варикапу стабильность повышается, однако при этом снижается коэффициент перекрытия по емкости.

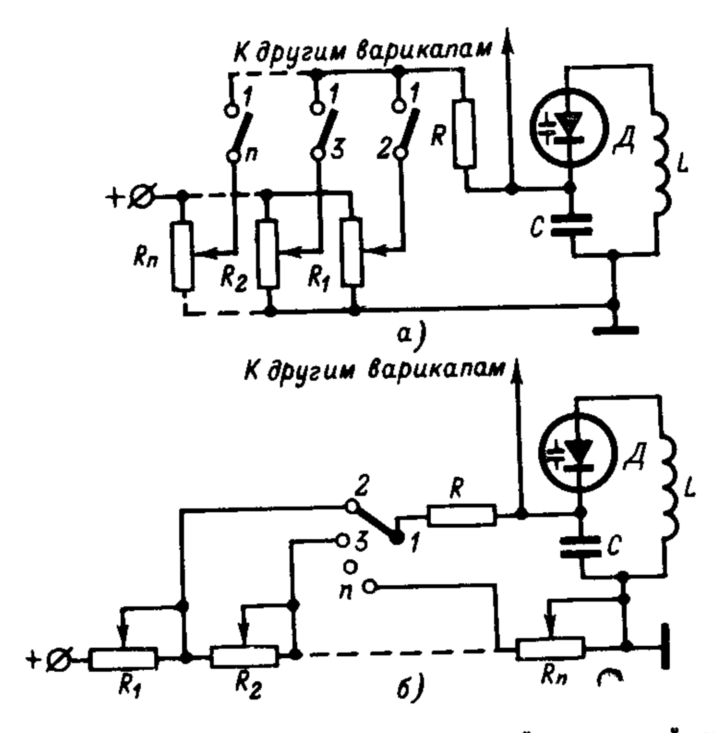


Рис. 45. Схемы фиксированной настройки на отдельные каналы.

а — с помощью кнопок, *б* — с помощью переключателя.

Как уже отмечалось, использование варикапов в селекторе с электронной перестройкой позволяет осуществить кнопочный выбор телевизионных программ (рис. 45). Вместо кнопочного устройства может быть использован вращающийся переключатель, замыкающий контакты *1-2*, *1-3*, *1-4* и т. д.

Таблица 7

Основные характеристики зарубежных варикапов для электронной перестройки селекторов

Тип диода	Диапазон	$C_п$, *пф* (при $U_{обр}$, *в*)	Диапазон изменения K_c (при $\Delta U_{обр}$, *в*)	$U_{п реж}$, *в*	$R_{п.макс}$, *ом*	$Q_{мин}$ (на *f*, *Мгц*)
BA110	МВ	10 (2)	1,5 (2—10)	30	1	540 (30)
BA110*g*	МВ	13 (2)	1,5 (2—10)	60	1	540 (30)
BA138	МВ	4,6 (30)	—	30	2	—
BA141	ДМВ	12 (3)	4,5 (2,9—25)	30	0,5	30 (470)
BA142	МВ	12 (3)	4,5 (2,9—25)	30	1	50 (170)
BA149	МВ, ДМВ	5,5 (2)	—	50	0,5	1 700 (30)
BB105A	ДМВ	2,5 (25)	—	28	0,6	—
BB105B	МВ, ДМВ	2,2 (25)	—	28	0,7	—
BB105*G*	МВ	2,3 (25)	—	28	0,9	—
BB141	ДМВ	12 (3)	4,7 (2,9—25)	30	0,5	30 (470)
MA320	МВ, ДМВ	11 (3)	4 (3—25)	28	1,2	—

В табл 7 приведены основные характеристики некоторых типов варикапов, используемых за рубежом для электронной перестройки селекторов МВ и ДМВ.

Таблица 8

Основные параметры зарубежных типов диодов, используемых для электронного переключения поддиапазонов

Тип диода	$U_{обр.макс}$, *в*	$I_{пр}$, *ма* (при $U_{обр}$, *в*)	$I_{обр\ макс}$, *ма* (при $U_{обр}$, *в*)	$C_{макс}$, *пф* (при $U_{обр}$, *в*)	$R_{макс}$, *ом* (при $I_{пр}$, *ма*)	$L_в$, *нгн*
BA136	50	100 (1)	100 (30)	2 (30)	—	—
BA243	20	—	—	2 (15)	1 (10)	2,5
BA244	20	—	—	2 (15)	0,5 (10)	2,5
MA53	20	100 (1)	100 (15)	2	—	—

В настоящее время разрабатываются отечествеиные варикапы для селекторов с электронной перестройкой, аналогичные по параметрам зарубежным варикапам типов BA110G, BA141.

Электронная настройка при помощи варикапов может быть дополнена другими автоматическими схемами: схемой автоподстройки частоты гетеродина при помощи варикапа, управляемого напряжением с дискриминатора звука, включенного на выходе усилителя промежуточной частоты звука; схемой ручной подстройки частоты гетеродина с помощью варикапа, напряжение на который поступает с потенциометра

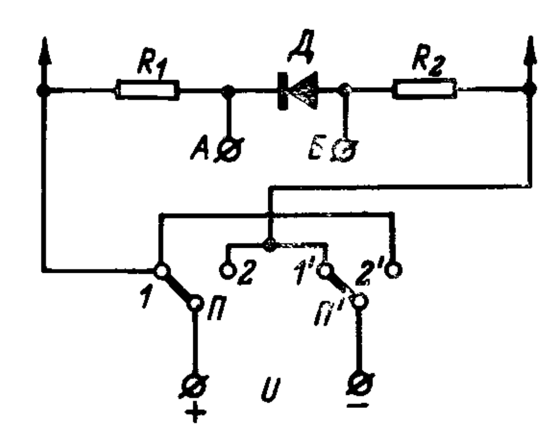


Рис. 46. Схема электронной коммутации с помощью диода.

Для электронной коммутации поддиапазонов могут использоваться переключающие диоды (табл. 8), обладающие малым прямым сопротивлением (0,5—1 *ом*), малой емкостью (2 *пф*) при включении в обратном направлении (эти два требования являются противоречивыми) и небольшой индуктивностью (2—3 *нгн*). Они должны иметь пробивное напряжение не менее 20 *в*, максимальный прямой ток до 100 *ма* и обратный ток не выше 100 *на*. Переключение их из одного состояния в другое обеспечивается изменением полярности приложенного напряжения постоянной величины. Обычно эти диоды подключаются к отводам индуктивности колебательного контура. Управляющее напряжение на диод может подаваться с помощью специального кнопочного переключателя.

На нижнем поддиапазоне диод заперт, и в контуре используется полная индуктивность. На верхнем поддиапазоне на диод подается отпирающее напряжение, он открывается и закорачивает по высокой частоте часть индуктивности контура.

Применение электронного переключения обеспечивает высокую надежность работы, увеличивает срок службы селектора и упрощает дистанционное управление настройкой телевизора. Принцип коммутации с помощью диода показан на рис. 46. В зависимости от положения переключателя *П* точки *А* и *Б* могут быть замкнуты через диод *Д* или разомкнуты.

В настоящее время разработаны отечественные переключающие диоды, аналогичные зарубежным диодам BA243, BA244.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ СЕЛЕКТОРОВ С ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ

Как уже отмечалось, применение варикапов позволяет существенно уменьшить габариты селекторов. В качестве примера можно привести схему селектора МВ, используемого в японском микротелевизоре фирмы «Matsushita». Телевизор имеет габариты 57×108××160 *мм* и снабжен кинескопом размером 38 *мм* по диагонали (этот телевизор включает также и селектор ДМВ, схема которого будет приведена на рис. 51). Напряжение питания 4 *в*. Селектор обеспечивает прием телевидения в диапазоне 54—88 и 174—216 *Мгц*. Принципиальная схема селектора представлена на рис. 47. В нем используются плавная настройка по диапазону с помощью варикапов MA320 ($Д_1$, $Д_3$, $Д_5$, $Д_7$) и переключение поддиапазонов с помощью переключающих диодов MA53 ($Д_2$, $Д_4$, $Д_6$, $Д_8$, $Д_9$).

Сигнал с антенны МВ через систему фильтров поступает на входной трансформатор, содержащий первичную обмотку L_4 и вторичные обмотки L_6 и L_7. Цепь, включающая L_7, настраивается при помощи варикапа $Д_1$. С этого трансформатора сигнал подается на усилитель высокой частоты (T_1), в котором транзистор включен по схеме с общей базой. На базу этого транзистора поступает также напряжение АРУ. Коллекторной нагрузкой каскада является система связанных контуров; в качестве емкостей этих контуров используются емкости варикапов $Д_3$ и $Д_7$, на аноды которых поступает напряжение настройки. Подстройка обеспечивается с помощью конденсаторов с переменной и фиксированной емкостью. Коммутация первичной обмотки контура производится диодом $Д_4$, который при работе в высокочастотной части диапазона замыкает индуктивности L_{11}—L_{12}, так что в контуре используется только верхняя ее часть (0,04 *мкгн*). При работе в низкочастотной части диапазона индуктивности L_{10}—L_{12} включаются последовательно. Аналогично коммутируется вторичная обмотка этого контура.

В преобразователе транзистор T_3 включен по схеме с общим эмиттером; на базу его подается сигнал высокой частоты с усилителя и сигнал гетеродина. Контрольная точка $КТ_1$ используется для подачи сигнала с внешнего генератора для настройки цепи промежуточной частоты.

Гетеродин на транзисторе T_2 собран по схеме с емкостной связью; контур с катушками L_{19} и L_{20} настраивается диодом $Д_5$ и коммутируется с помощью диода $Д_9$, замыкающего L_{20} на верхнем поддиапазоне.

Коммутация поддиапазонов производится следующим образом. На нижнем (I) поддиапазоне на катоды диодов $Д_2$, $Д_4$, $Д_6$, $Д_8$, $Д_9$ подано смещение +25 *в*, они заперты (так как на их аноды постоянно подается напряжение +4 *в*) и не влияют на шунтирующие

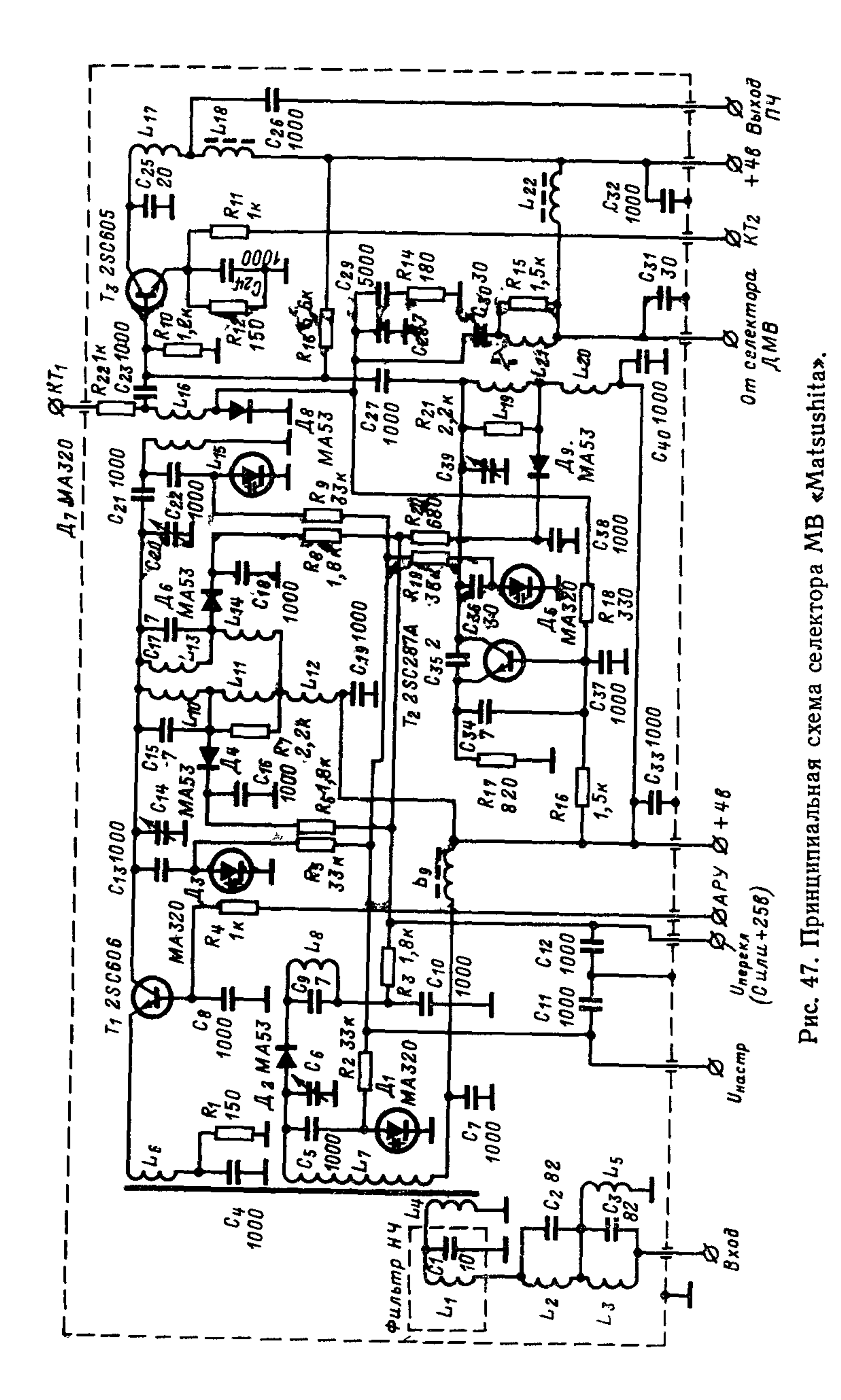


Рис. 47. Принципиальная схема селектора МВ «Matsushita».

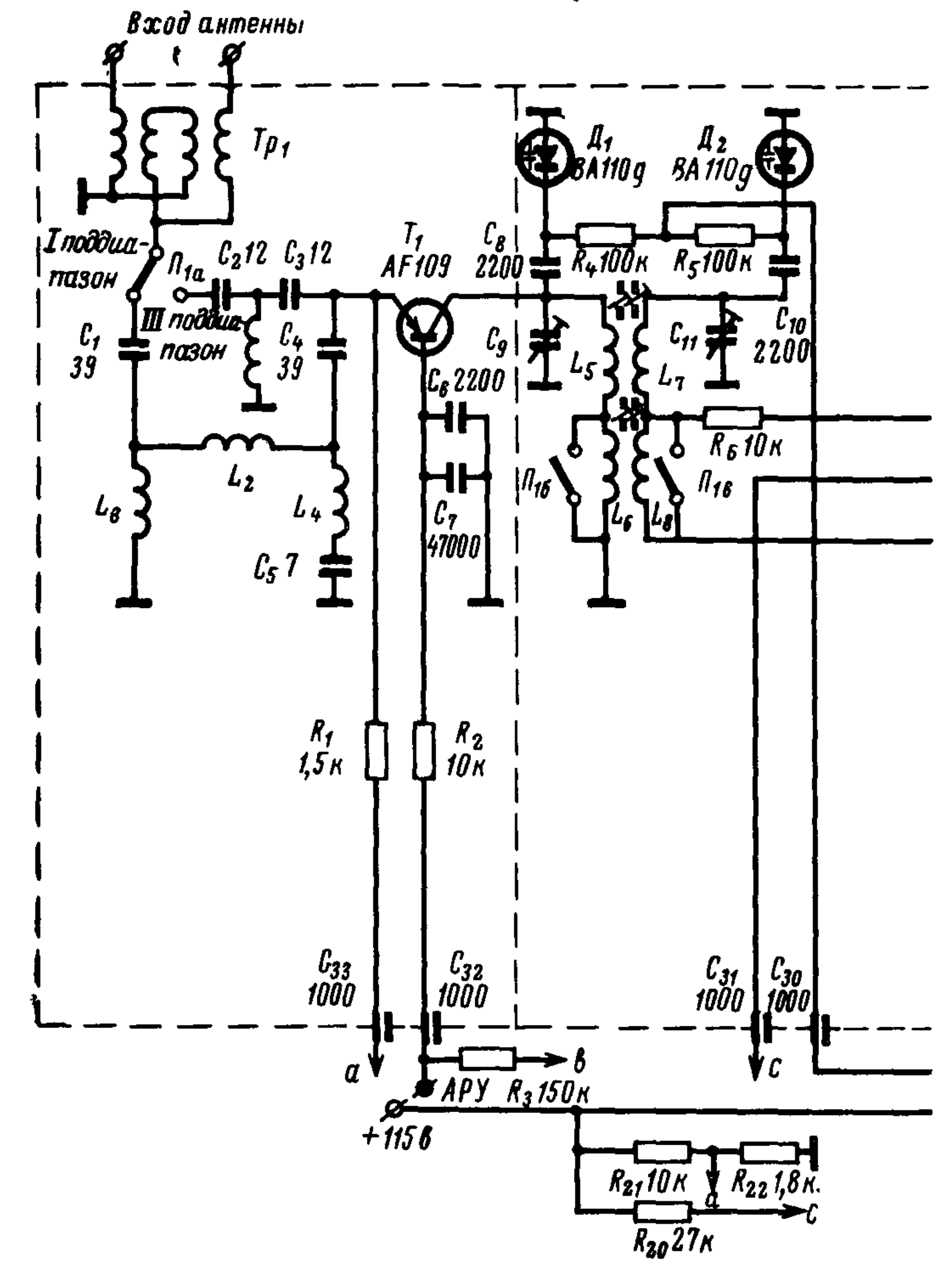
цепи На верхнем (III) поддиапазоне на диоды подается прямое смещение (0 *в*), и они представляют собой весьма малое сопротивление.

Преобразователь используется в качестве дополнительного усилителя промежуточной частоты при работе селектора ДМВ; этим обеспечивается дополнительное усиление 12 *дб* В диапазоне МВ усиление составляет 25 *дб* на I поддиапазоне и 20 *дб* на III поддиапазоне; коэффициент шума 6—7 *дб*.

В телевизоре используется одна телескопическая антенна для приема передач в диапазонах МВ и ДМВ При приеме сигналов ДМВ фильтр нижних частот, имеющийся в селекторе МВ, препятствует прохождению сигнала ДМВ в селектор МВ. Чтобы использовать преобразователь в качестве дополнительного усилителя промежуточной частоты при приеме в дециметровом диапазоне, напряжение питания на преобразователь и другие каскады селектора подается раздельно.

Для снижения паразитных связей между селекторами МВ и ДМВ соединяющий их кабель должен иметь длину, значительно меньшую 0,25λ на самой высокой частоте диапазона МВ (т. е. в данном случае 35 *см*).

На рис. 48 приведена схема селектора МВ телевизора фирмы «Grundig» (ФРГ), в котором применяются электронная перестройка каналов и механическое переключение поддиапазонов.



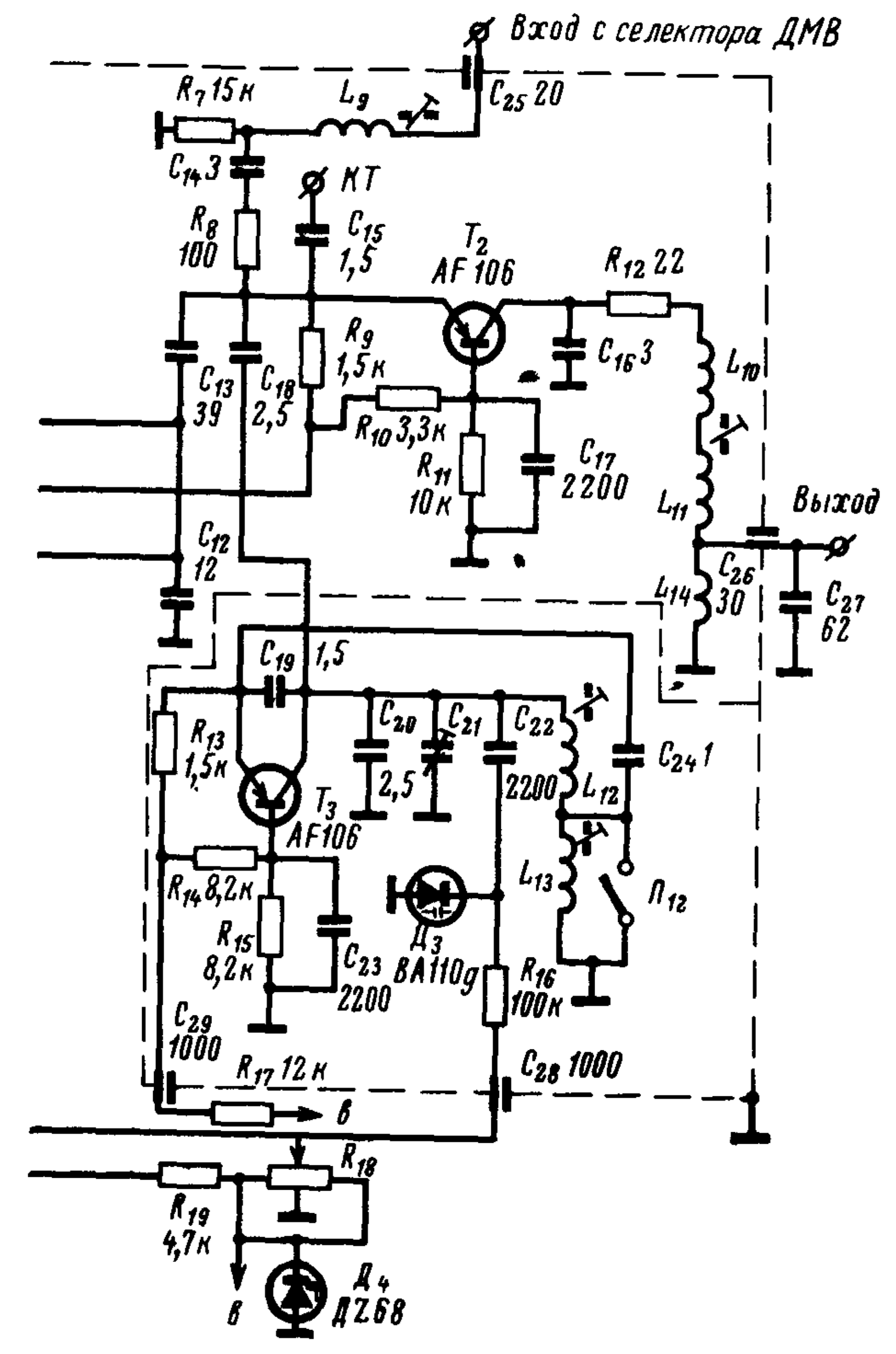


Рис 48. Принципиальная схема селектора МВ «Grundig».

Селектор содержит три каскада. Сигнал с антенны подается на вход усилителя высокой частоты, собранного на транзисторе T_1 по схеме с общей базой, через симметрирующий трансформатор Tp_1 и переключаемую при изменении поддиапазона входную цепь. К базе этого транзистора подводится напряжение АРУ. Для настройки полосового фильтра и контура гетеродина на частоту соответствующего канала используются варикапы $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$, емкость которых изменяется путем регулировки подаваемого на них напряжения. Для компенсации нелинейной зависимости между емкостью варикапа и напряжением регулировки используется специальный потенциометр R_{15}.

С полосового фильтра напряжение сигнала подается на эмиттер транзистора T_2, включенного по схеме с общей базой в каскаде преобразователя частоты. Сюда же через C_{18} поступает также сигнал от гетеродина или (при приеме на ДМВ) напряжение промежуточной частоты с выхода селектора ДМВ. С коллекторной цепи T_2 напряжение промежуточной частоты подается на вход усилителя промежуточной частоты. Гетеродин выполнен на транзисторе T_3 с емкостной связью через C_{19}. Напряжение, подаваемое на варикапы, стабилизируется с помощью стабилитрона $Д_4$.

Для данного селектора усредненное значение коэффициента усиления составляет 25 *дб*, коэффициента шума 6,5 *дб*.

Селектор каналов МВ с плавной настройкой и электронным переключением поддиапазонов, использующий ряд зарубежных полупроводниковых приборов, показан на рис. 49. Он предназначен для работы в телевизорах первого класса.

Частотный диапазон селектора разбит на три поддиапазона. На входе селектора для лучшего подавления сигналов промежуточной частоты используется заградительный фильтр L_1, C_1. Входная цепь на третьем поддиапазоне резонансная, а на первых двух выполнена на широкополосных трансформаторах.

Усилитель высокой частоты выполнен на транзисторе T_1, включенном по схеме с общей базой; АРУ этого каскада обеспечивается в результате подачи напряжения регулировки в базовую цепь. Подобная схема включения в селекторе с плавной перестройкой не требует нейтрализации.

Преобразователь собран на транзисторе T_2, включенном по схеме с общей базой, гетеродин — на транзисторе T_3 также по схеме с общей базой. Резистор R_{24} используется для предотвращения паразитной генерации и скачкообразного изменения частоты гетеродина. Напряжение питания гетеродина стабилизируется с помощью диода $Д_{17}$.

Нагрузкой преобразователя является П-образный контур C_{50}, L_{23}, C_{56}.

Для переключения поддиапазонов на переключающие диоды $Д_1$, $Д_3$—$Д_5$, $Д_7$—$Д_{10}$, $Д_{12}$, $Д_{13}$, $Д_{15}$, $Д_{16}$ подается напряжение ± 12 *в*. Плавная перестройка по частоте в пределах каждого поддиапазона обеспечивается с помощью варикапов $Д_2$, $Д_6$, $Д_{11}$, $Д_{14}$ изменением напряжения, подаваемого на них, от +3 до +25 *в* (это напряжение должно быть высокостабильным). Как и в селекторе СК-М-15, напряжение АРУ изменяется от 9 до 4 *в*; при переходе на прием каналов ДМВ отключается напряжение питания усилителя высокой частоты, гетеродина и напряжение АРУ.

Коэффициент усиления селектора составляет 20—25 *дб*, коэффициент шума не превышает 11 *дб*.

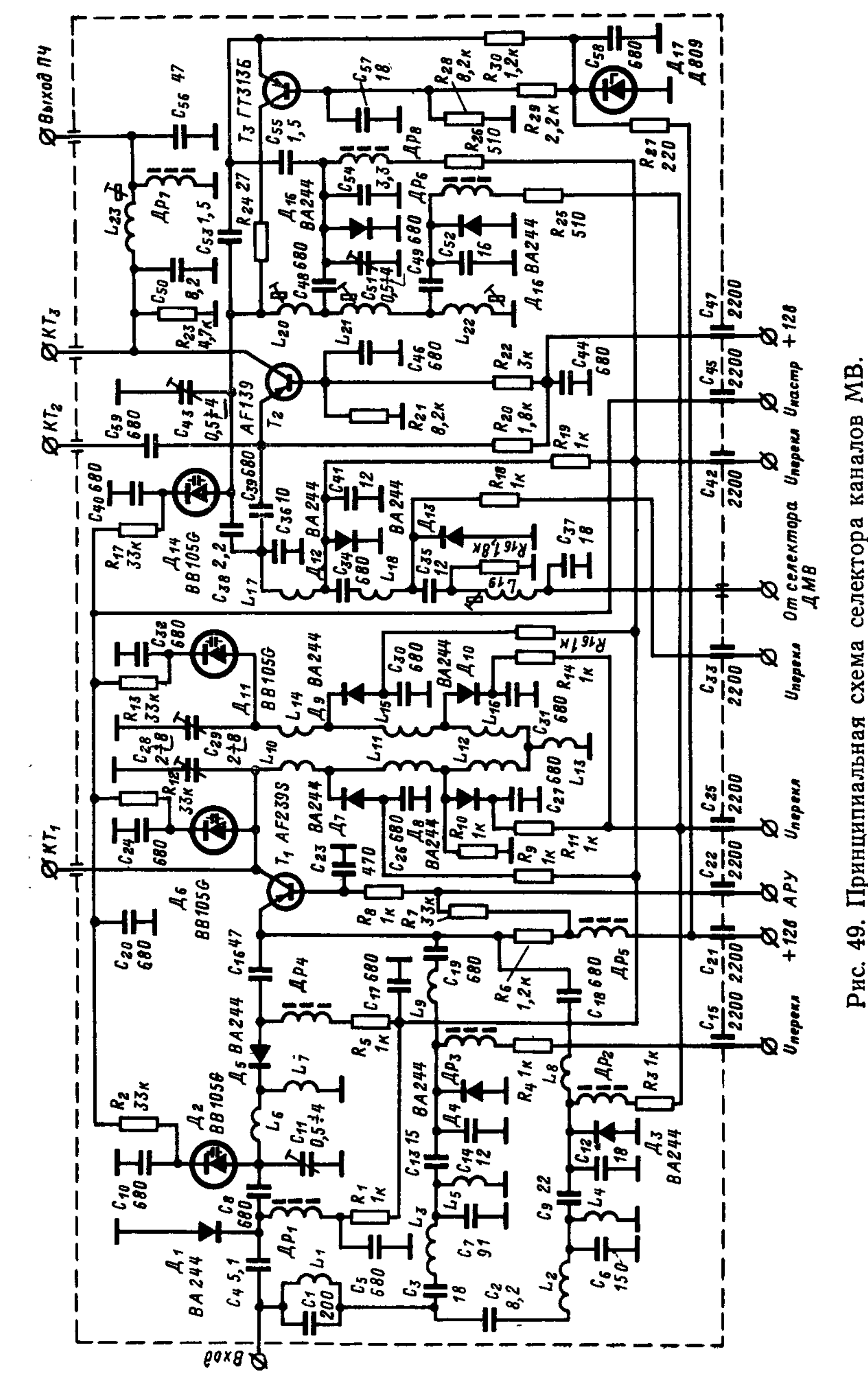


Рис. 49. Принципиальная схема селектора каналов МВ.

Одной из наиболее простых схем селекторов с электронной перестройкой является схема, разработанная фирмой «Siemens» Она приведена на рис 50 Транзисторы в ней включены по схеме с общей базой, что позволяет получить одинаковое усиление во всем диапазоне МВ На входе усилителя высокой частоты (T_1) включен широкополосный фильтр, переключаемый при приеме каналов на соответствующих поддиапазонах и обеспечивающий высокую избирательность В полосовом фильтре усилителя высокой частоты индуктивности L_6, L_9 и L_7, L_{10} соединены последовательно; контуры связаны друг с другом индуктивно. Связь с преобразователем T_2 осуществляется с помощью L_8, L_{11}. На выходе преобразователя включен контур L_{15}, L_{16}, C_{17}, C_{18} фильтра промежуточной частоты. Гетеродин, выполненный на транзисторе T_3, собран по схеме с емкостной связью между эмиттером и коллектором; напряжение с частотой гетеродина (60—110 *мв* в I поддиапазоне и 120—160 *мв* в III поддиапазоне) подается на эмиттер преобразователя через C_{14}

Диапазон регулировки усиления составляет 35 *дб* при изменении эмиттерного тока усилителя высокой частоты от 3 до 8 *ма* Коэффициент усиления по мощности равен 28—30 *дб*, коэффициент шума 5,2—6,5 *дб*; полоса пропускания 10—14 *Мгц*. Максимальный уход частоты гетеродина при изменении температуры от 30 до 60 °С составляет 280 *кгц* на I поддиапазоне и 480 *кгц* на III поддиапазоне. Напряжение, подаваемое на варикапы, изменяется в пределах от 3 до 30 *в*.

Таблица 9

Моточные данные катушек индуктивности

№ катушки индуктивности	Диаметр провода, *мм*	Диаметр каркаса, *мм*	Число витков
1	0,35	3	10
2	0,35	3	17
3	0,35	3	3
4	0,35	3	3
5	0,35	3	3
6	0,06	4,3	3
7	0,06	4,3	3
8	0,35	4,3	2
9	0,04	4,3	10
10	0,04	4,3	10
11	0,35	4,3	1,5
12	0,35	4,3	2,5
13	0,04	3	2+0,5
14	0,04	3	7
15	0,35	4,3	12
16	0,15	3,5	30

В табл. 9 приведены основные моточные данные катушек индуктивности, входящих в состав блока.

Схема селектора ДМВ с электронной перестройкой приведена на рис. 51. В данной схеме плавная настройка во всем диапазоне ДМВ осуществляется варикапами. Селектор разделен на четыре сек-

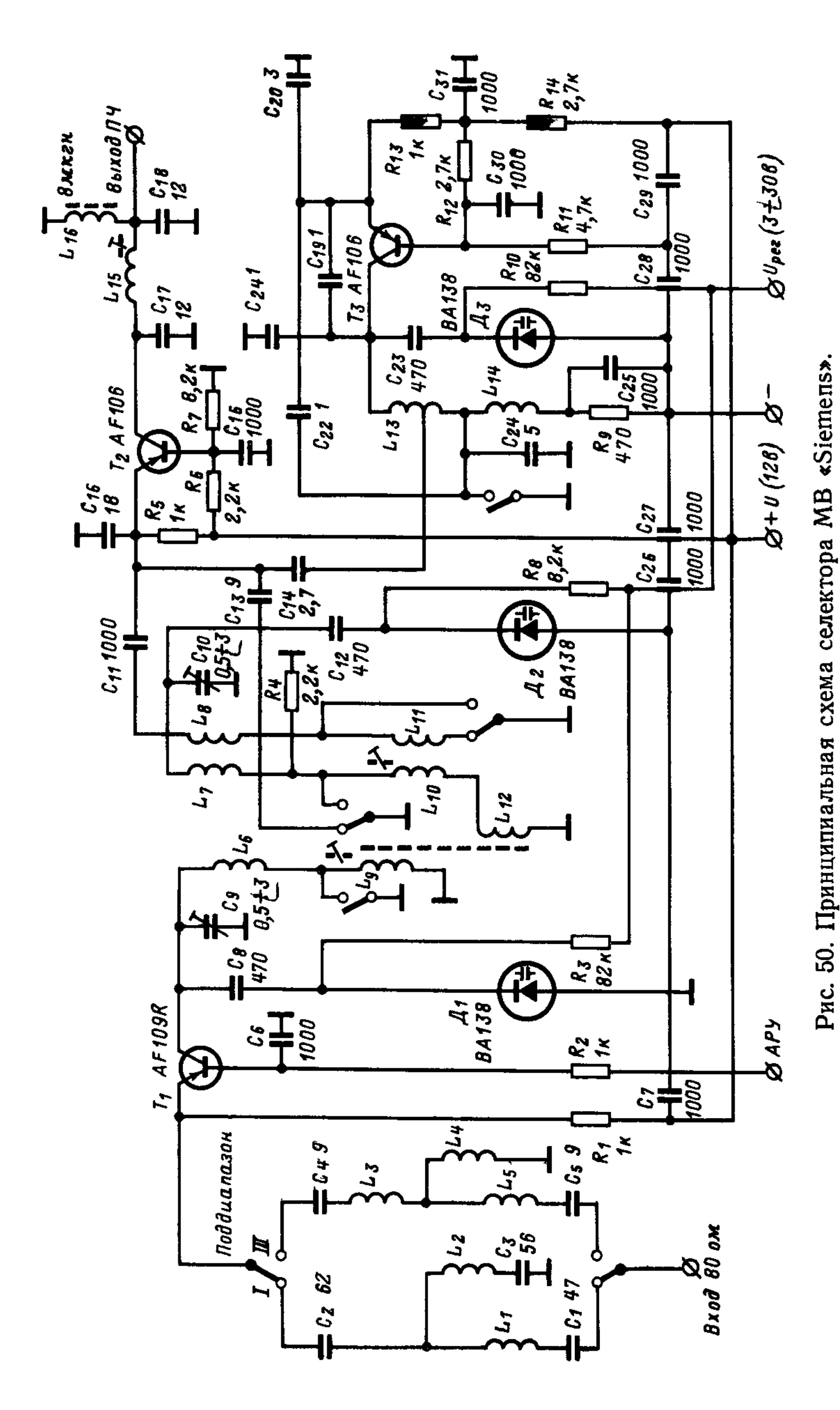


Рис. 50. Принципиальная схема селектора МВ «Siemens».

ции металлическими экранами, через которые проходят соединительные элементы.

В первой секции содержится фильтр верхних частот (обведен пунктирной линией), он выделяет сигнал ДМВ и подает его на транзистор T_1, включенный по схеме с общей базой. На базу этого транзистора, размещенного во второй секции, поступает напряжение АРУ. Постоянные и подстроечные конденсаторы используются для сопряжения Линии L_1 и L_2 образуют полосовой фильтр, связь между ними обеспечивается с помощью петель связи *BC* и отверстия *F* Настройка линий L_1, L_2 осуществляется с помощью диодов

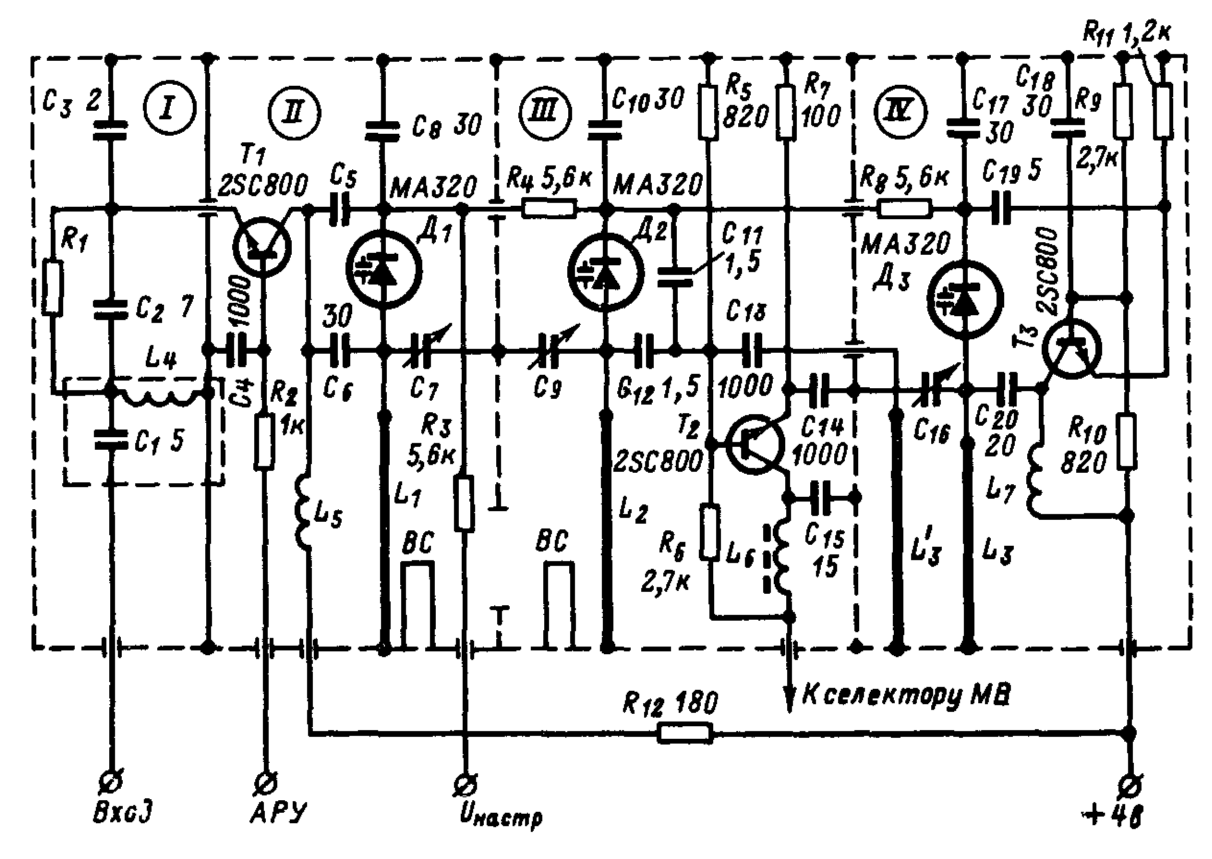


Рис. 51. Принципиальная схема селектора ДМВ «Matsushita».

$Д_1$, $Д_2$ (того же типа, что и в блоке МВ), на катоды которых подается напряжение настройки. С L_2 сигнал подается на базу транзистора T_2 — преобразователя частоты, расположенного в третьей секции; сюда же подается сигнал от гетеродина T_3, расположенного в четвертой секции; подача обеспечивается с помощью линии L'_3, связанной с линией L_3 и включенной в цепи гетеродина. Сигнал промежуточной частоты снимается с коллектора T_2.

Усиление блока составляет 18 *дб* (а при использовании преобразователя в селекторе МВ — 30 *дб*); средний коэффициент шума 9 *дб*.

В отличие от приведенных ранее схем селекторов ДМВ, в данной схеме использованы три транзистора вместо двух. Гетеродин выполнен по схеме с емкостной связью на транзисторе T_3, включенном по схеме с общей базой

Фирма «Orega» выпустила блок ДМВ на линиях длиной λ/2, схема которого представлена на рис 52 Она включает транзистор AF239 типа *p-n-p* в усилителе высокой частоты и транзистор BF181

типа *n-p-n* в каскаде преобразователя. Высокочастотный сигнал поступает на транзистор T_1, включенный по схеме с общей базой, через конденсатор C_4 Смещение на базу подается с помощью цепи R_2, R_3; напряжение АРУ приложено к базе через резистор R_1. В цепи коллектора включен полосовой фильтр, содержащий линии L_1, L_2 и настраиваемый с помощью варикапов $Д_1$, $Д_2$; на катоды последних подается напряжение регулировки (0,5—28 *в*). Контур L_2 подобен контуру L_1, однако в нем установлен резистор R_3, включенный параллельно C_{13}. С фильтра L_2, C_{12}, C_{13} при помощи линии L_3, индук-

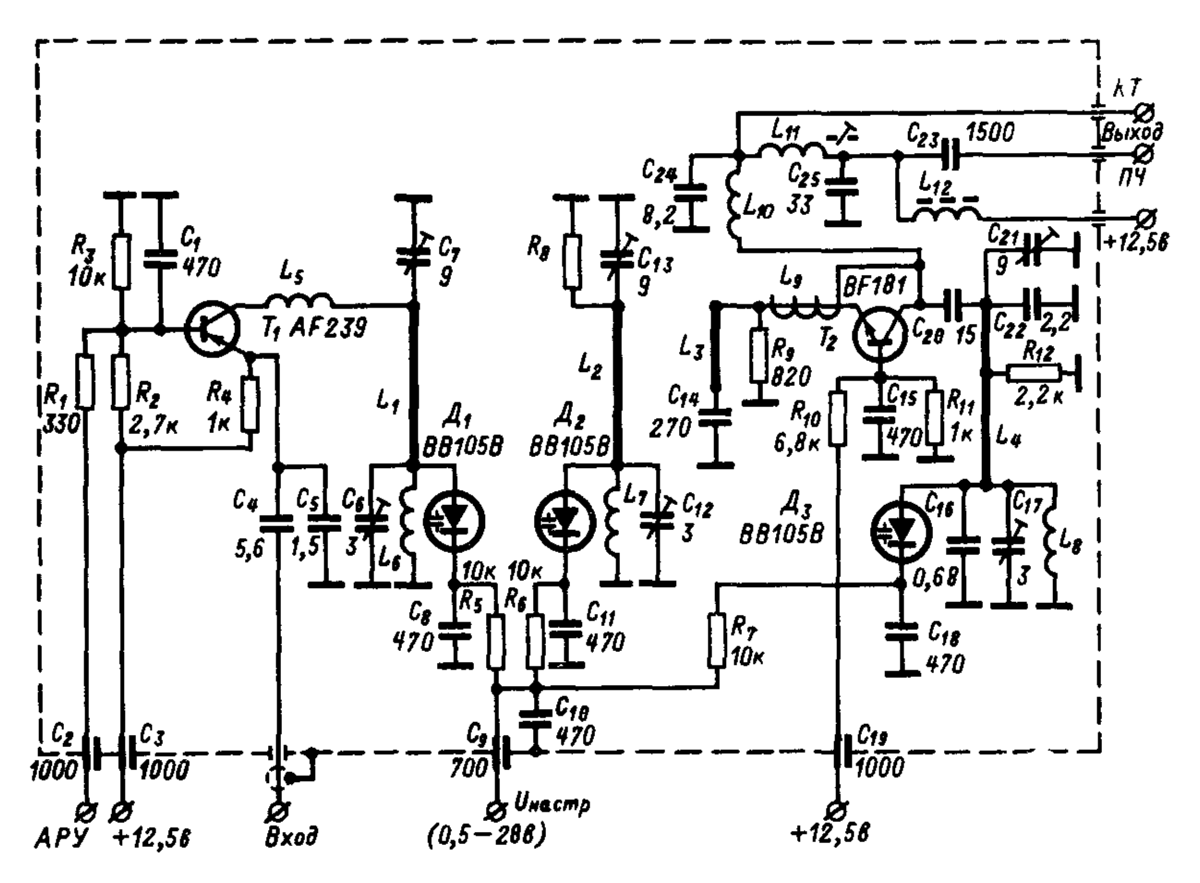


Рис. 52 Принципиальная схема селектора ДМВ «Orega».

тивно связанной с L_2, сигнал подается на эмиттер T_2, выполняющий функции преобразователя и гетеродина. В последнем случае связь между коллектором и эмиттером осуществляется с помощью катушки индуктивности L_9, размещенной в непосредственной близости от провода, соединяющего эмиттер с R_9. В качестве контура гетеродина используется линия L_4, настраиваемая варикапом $Д_3$. Сигнал промежуточной частоты снимается с коллекторной цепи T_2. Контрольная точка *КТ* используется при настройке коллекторной цепи T_2.

Основные характеристики блока· напряжение питания 12,5 *в* ±10%; напряжение регулировки 0,5—28 *в* ±0,1%; входное сопротивление 75 *ом*; глубина регулировки усиления 20 *дб* при изменении напряжения АРУ от 8 до 4 *в*; коэффициент усиления по мощности в диапазоне 470—860 *Мгц* 17—19 *дб*; коэффициент шума в том же диапазоне 6,4—9,3 *дб*; уход частоты гетеродина не выше ±500 *кгц* при увеличении температуры до 55 °С.

КОМБИНИРОВАННЫЕ СЕЛЕКТОРЫ КАНАЛОВ МВ И ДМВ

В последнее время были разработаны комбинированные селекторы телевизионных каналов, предназначенные для приема телевидения в диапазонах МВ и ДМВ. В них переключение диапазонов осуществляется с помощью переключающих диодов, управляемых напряжением, а также путем выключения питания (при помощи реле или непосредственно механическим прерывателем).

Рассмотрим принципиальную схему комбинированного селектора фирмы «La Radiotechnique», показанную на рис. 53.

Селектор собран на кремниевых транзисторах и содержит три печатные платы с штепсельными разъемами, находящиеся в одном корпусе и предназначенные для поддиапазонов I, III и IV/V; выбор поддиапазона обеспечивается подачей напряжения питания на соответствующую плату. На варикапы подается стабилизированное напряжение +28 *в*. Потребление блока составляет 13,5 *ма* (при отсутствии АРУ) и 24 *ма* (при ее наличии); цепь электронной настройки потребляет 1—3 *ма*.

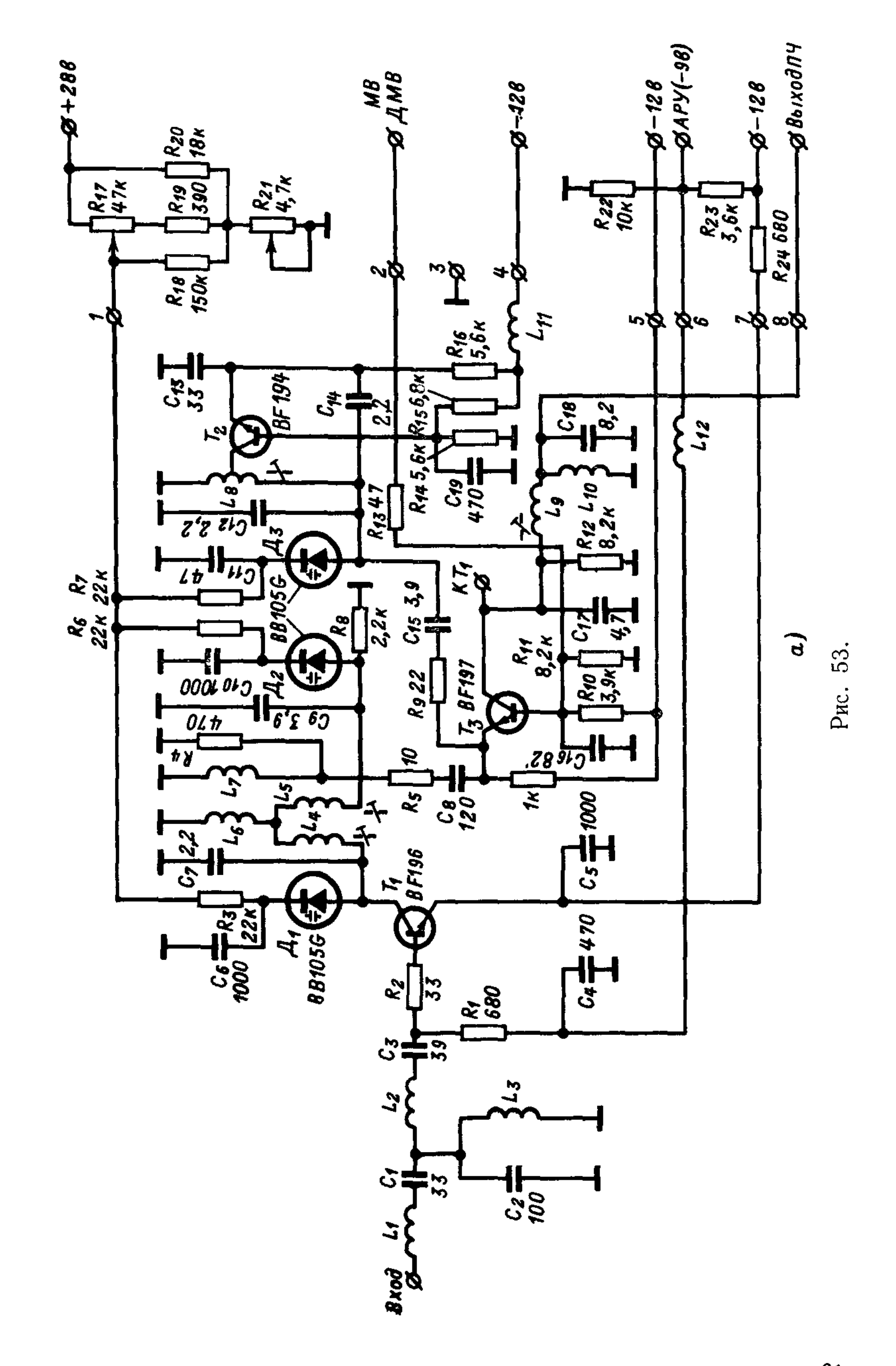
Плата (рис. 53,*а*) обеспечивает прием в поддиапазоне I; в ней установлены три транзистора, выполняющих функции усилителя высокой частоты (T_1), гетеродина (T_2) и преобразователя (T_3); последний является также усилителем промежуточной частоты при приеме каналов в поддиапазоне III МВ или диапазоне ДМВ. Гетеродин включен по схеме с общей базой; с его коллектора сигнал подается на преобразователь, к которому подводится также сигнал, снимаемый с усилителя высокой частоты (транзистор в этом каскаде включен по схеме с общим эмиттером). Выходной сигнал промежуточной частоты с коллектора T_3 поступает на вывод *8*. Настройка по поддиапазону производится с помощью варикапов $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$. При работе в поддиапазонах III или IV/V сигнал промежуточной частоты с других плат подводится к выводу *2*, и далее — на базу T_3. Питание на T_3 поступает постоянно, а на T_1 и T_2 — только при приеме в данном поддиапазоне.

Для данной платы среднее значение коэффициента усиления составляет 25 *дб*; глубина регулировки АРУ 40 *дб*; номинальная величина коэффициента шума 6,5 *дб* (максимальное его значение составляет 8,5 *дб*); уход частоты гетеродина не превышает 300 *кгц* при изменении напряжения питания на ±10% и 200 *кгц* при изменении температуры на 15 °С.

Плата (рис. 53,*б*) используется для приема в поддиапазоне III. Она включает два каскада — усилитель высокой частоты (T_4) и преобразователь (T_5). Для настройки используются варикапы $Д_4$—$Д_6$; диоды $Д_7$, $Д_8$ служат для управления частотой гетеродина, которая может быть либо выше, либо ниже частоты сигнала (напряжение управления —12 *в* или +28 *в* приложено к выводу *8*).

Для данного поддиапазона средний коэффициент усиления составляет 27 *дб*; глубина регулировки 40 *дб*; коэффициент шума 8 *дб*; уход частоты гетеродина не выше 300 *кгц* при изменении напряжения питания и 500 *кгц* при изменении температуры в пределах, указанных ранее.

Наконец, плата (рис. 53,*в*) используется для приема каналов в диапазоне ДМВ; она содержит два транзистора, выполняющих функции усилителя высокой частоты (T_6) и гетеродина — преобразователя (T_7); настройка производится с помощью варикапов $Д_9$, $Д_{10}$,



а)

Рис. 53.

б)

в)

Рис. 53. Принципиальная схема комбинированного селектора «La Radiotechnique».

$Д_{11}$. Через фильтр верхних частот, расположенный на входе платы и выделяющий каналы данного диапазона, сигнал высокой частоты подается на эмиттер T_1; на базу этого транзистора поступает напряжение АРУ (—9 *в*). Усиленный сигнал с коллектора подается на полосовой фильтр, образованный двумя линиями L_{31} и L_{32}, связанными петлей связи L_{33}, проходящей через отверстие в перегородке. Сопряжение настроек контуров, выполненных на линиях L_{31}, L_{32}, L_{36}, обеспечивается с помощью потенциометров R_{52}, R_{59}, R_{65}. Контур фильтра L_{32} связан с эмиттером T_7 с помощью петли связи L_{34}. Возбуждение гетеродина обеспечивается в результате емкостной связи эмиттера и коллектора при помощи C_{52}. Сигнал промежуточной частоты с коллектора T_7 поступает к выводу *4* и далее к выводу *2* платы (рис. 53,*а*). Диод $Д_{12}$ служит для коммутации сигнала; при работе платы ДМВ он открыт.

Основные характеристики в данном диапазоне: средняя величина коэффициента усиления 26 *дб* (на IV поддиапазоне) и 25 *дб* (на V поддиапазоне); глубина регулировки АРУ 30 *дб*; максимальный коэффициент шума составляет 12 *дб* (средняя его величина не превышает 9 *дб*); уход частоты гетеродина в пределах, указанных выше, не превышает 500 *кгц*. Габариты селектора: 93×65×65 *мм*.

Другая схема комбинированного селектора представлена на рис. 54. Она содержит пять транзисторов, из которых три используются в части, предназначенной для приема МВ.

На входе селектора МВ включен широкополосный фильтр, коммутируемый в зависимости от поддиапазона с помощью переключающих диодов $Д_1$, $Д_2$, напряжение на которые поступает через дроссели $Др_1$, $Др_2$ (наличие последних предохраняет цепи питания от попадания в них высокочастотного сигнала). Напряжение АРУ на усилитель высокой частоты не подается, рабочая точка транзистора T_1 выбрана таким образом, что он всегда работает в режиме, обеспечивающем максимальное усиление. Полосовой фильтр на выходе усилителя высокой частоты перестраивается с помощью варикапов $Д_{10}$, $Д_{11}$. Переключающие диоды $Д_3$, $Д_4$ замыкают накоротко L_8, L_9, L_{11} на поддиапазоне III. Подстроечные конденсаторы C_{10}, C_{11}, C_{13}, C_{14} используются для сопряжения настройки контуров. Высокочастотный сигнал подается на эмиттер транзистора (T_2), используемого в преобразователе частоты, катушки связи (L_{12}, L_{13}) коммутируются диодом $Д_5$. Сигнал с частотой гетеродина с T_3 также поступает на эмиттер T_2 (через C_{23}); контуры гетеродина, настраиваемые варикапом $Д_{12}$, коммутируются с помощью диода $Д_6$. Диоды $Д_7$ и $Д_8$ коммутируют сигналы при включении или выключении блоков. Так, при работе блока МВ диод $Д_7$ открыт, а $Д_8$ закрыт; сигнал от усилителя высокой частоты проходит на преобразователь. В диапазоне ДМВ $Д_7$ закрыт, а $Д_8$ открыт и сигнал промежуточной частоты с блока ДМВ подается на T_2, который в данном случае работает как дополнительный усилитель промежуточной частоты. Диод $Д_9$ обеспечивает нормальную работу переключающего диода $Д_1$. Последовательно с переключающими диодами включены резисторы, ограничивающие ток через эти диоды при работе их в открытом состоянии.

Основным отличием данного селектора ДМВ от обычно используемых является включение варикапа примерно посредине линии настройки. Сопряжение контуров осуществляется путем регулировки ползунка на короткозамкнутом конце линии (в верхнем участке диапазона) и подстроечных конденсаторов C_{45}, C_{48}, C_{54} (в нижнем уча-

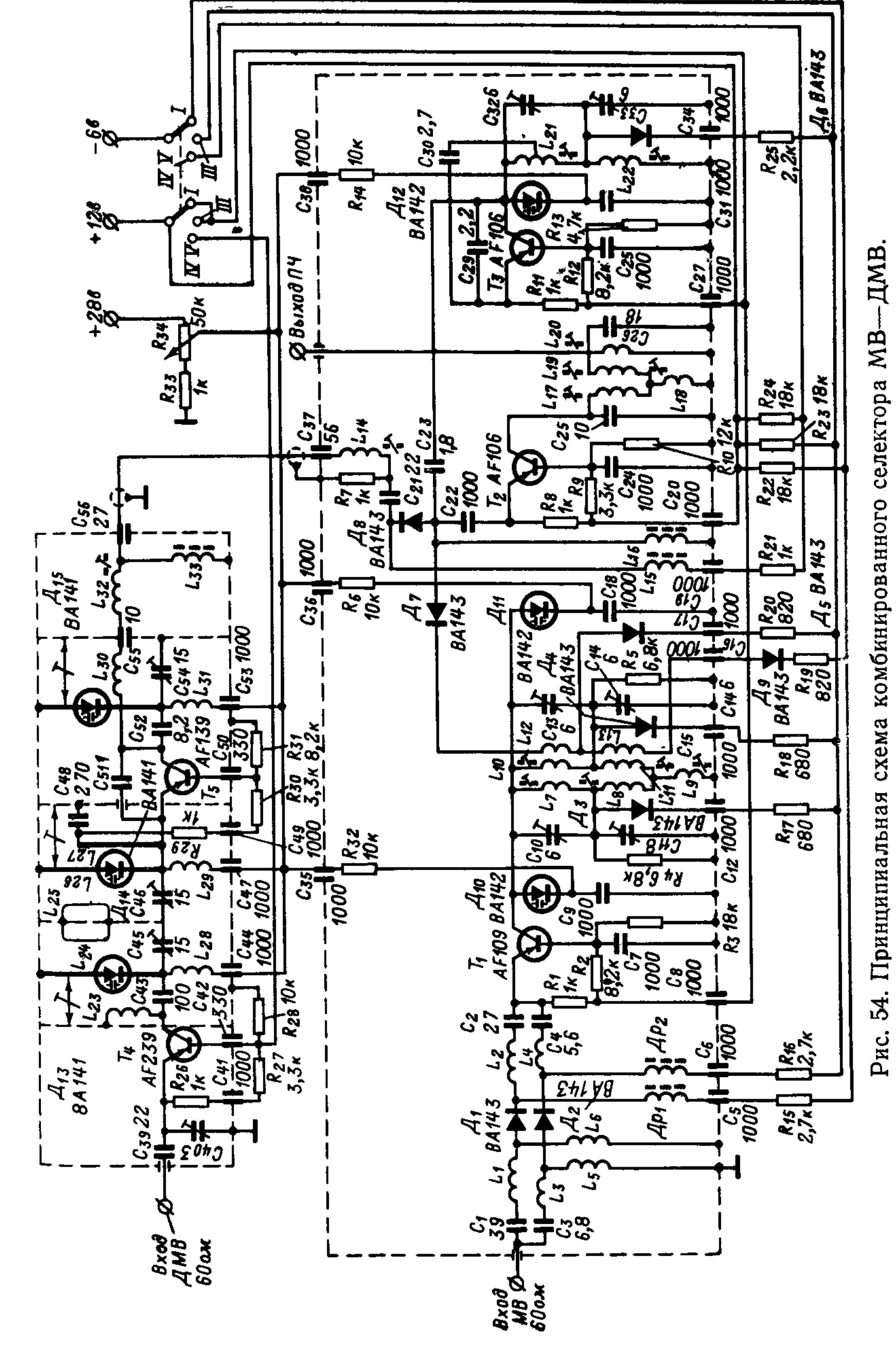


Рис. 54. Принципиальная схема комбинированного селектора МВ—ДМВ.

стке). При этом выводы варикапа используются в качестве центрального проводника линии, что упрощает конструкцию и повышает надежность работы селектора (так как пайка варикапов производится на большем расстоянии от их корпуса).

Подобная схема позволяет получить коэффициент усиления по мощности 20—25 *дб* на МВ и 25—35 *дб* на ДМВ при полосе пропускания 8 *Мгц*.

В приложении приведены основные параметры транзисторов, используемых в зарубежных селекторах метровых и дециметровых волн.

ОСОБЕННОСТИ РЕГУЛИРОВКИ СЕЛЕКТОРОВ

При настройке селекторов каналов, собранных на транзисторах, используется в основном та же методика и измерительные приборы, что и при настройке селекторов, работающих на лампах. Необходимо лишь учитывать особенности, присущие транзисторным схемам: зависимость параметров транзисторов (и следовательно, характеристик схемы) от режима питания и окружающей температуры, разброс параметров транзисторов от одного образца к другому, возможное изменение характеристик в течение срока службы и т. д.

Режим эксплуатации используемых в схеме блока полупроводниковых приборов должен соответствовать техническим условиям. При этом разработка и проектирование схем должны производиться таким образом, чтобы они обеспечивали необходимые характеристики при использовании всех транзисторов выбранного типа. Правильный выбор режима работы, исключение перегрева и колебаний температуры окружающей среды, строгое соблюдение правил монтажа обеспечивают высокую надежность работы транзисторов. Рекомендуется ограничивать рабочие напряжения и токи величиной, не превышающей 0,7—0,8 от предельно допустимого значения для данного типа транзисторов.

Крепление полупроводниковых приборов не должно нарушать герметичность их корпуса. Изгиб выводов у транзисторов с длинными гибкими выводами во избежание повреждения в результате появления трещин в стеклянных изоляторах выводов рекомендуется производить на расстоянии не менее 10 *мм* от корпуса прибора.

Базовый вывод транзистора необходимо подключать к схеме первым и отсоединять последним. Нельзя подавать напряжение на коллектор и эмиттер транзистора, базовый вывод которого отключен. При отключении транзистора сначала необходимо отсоединить коллекторную цепь.

При измерении режимов работы и настройке схемы конструкция выводов измерительных приборов должна исключать возможность случайных замыканий в схеме. Во избежание нарушения режима работы полупроводниковых приборов проверка режима должна осуществляться с помощью приборов, имеющих высокое входное сопротивление (например, ламповым вольтметром).

Замена транзисторов при ремонте должна производиться при выключенных источниках питания

Для настройки селекторов используют генератор качающейся частоты с калиброванным аттенюатором и генератором меток, осциллограф, сигнал-генератор, ламповый вольтметр и другие приборы. Наиболее часто, однако, для этой цели применяется генератор качающейся частоты, совмещенный с осциллографом (например, типа Х1-7, Х1-1А, Х1-19 и т. д.).

Прибор Х1-7 позволяет производить настройку селектора на любом из 12 телевизионных каналов в диапазоне МВ, а также контролировать согласование кабеля с антенной и входом телевизора.

Прибор Х1-19 позволяет визуально контролировать амплитудно-частотную характеристику селекторов каналов в диапазоне МВ и ДМВ.

Приступая к настройке схемы, необходимо измерить напряжение питания и режимы работы отдельных каскадов с помощью приборов типа ВК7-3 (А4-М2), ВК7-9 или других. После установления требуемого режима дальнейшая настройка ведется с помощью прибора Х1-7 (Х1-1А или Х1-19), на экране которого появляется частотная характеристика просматриваемого участка схемы. Подстройкой индуктивностей, конденсаторов и изменением взаимного расположения витков катушек на вставках добиваются получения необходимой полосы пропускания и формы частотной характеристики на каждом из каналов. При регулировке усилителя высокой частоты производится настройка входного контура и полосового фильтра; для получения требуемой сквозной характеристики селектора может оказаться необходимой подстройка контура промежуточной частоты на выходе преобразователя.

Настройку контуров селектора следует производить, начиная с выходных цепей и кончая входными: сначала настраивается контур промежуточной частоты, затем контур гетеродина, полосовой фильтр и входной контур, причем все эти операции выполняются либо последовательно на каждом из каналов, либо каждая из них на всех каналах, затем другая и т. д.

При настройке блока следует избегать перегрузки, приводящей к искажению формы характеристики на экране. С этой целью настройку следует производить при минимальном уровне выходного напряжения генератора Х1-7. Особое внимание должно быть обращено на качество соединений между корпусами Х1-7 и селектора.

Настройка селектора ДМВ, имеющего переменный конденсатор, производится с помощью подстроечных конденсаторов и незначительного изменения положения внешних пластин переменного конденсатора, которое нужно производить достаточно осторожно.

Проверку работоспособности отдельных каскадов блока можно производить с помощью генератора, частота которого соответствует выбранному каналу. Так, выход из строя каскада усиления высокой частоты в неработающем блоке можно установить, подавая сигнал с генератора через конденсатор емкостью в несколько десятков пикофарад на вход смесителя. Нарушения работы на одном из каналов могут быть вызваны обрывом какой-либо катушки барабанного переключателя или плохими контактами в нем. Нарушения работы смесителя могут быть установлены при подаче на его вход сигнала промежуточной частоты; в случае нормальной работы на выходе будет усиленный сигнал промежуточной частоты. Выход из строя гетеродина приводит к отсутствию сигнала промежуточной частоты на выходе при подаче на вход смесителя сигнала высокой частоты.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные в книге возможности использования транзисторных селекторов каналов в диапазоне МВ и ДМВ показали, что их применение ведет к повышению качества приема и обеспечению более высоких технических и конструктивных характеристик телевизоров.

В последние годы в ряде стран ведутся эксперименты по передаче телевидения в диапазоне сантиметровых волн (СМВ) — от 11,7 до 12,7 *Ггц*. Очевидно, телевизионное вещание в этом диапазоне будет проводиться лишь в крупных городах, так как зона действия передатчика на СМВ не превышает 15—20 *км* После преобразования частоты сигнал диапазонов МВ или ДМВ будет поступать на вход селекторов телевизионных каналов.

В диапазоне СМВ предполагается также работа цепей приема телевизионных сигналов с искусственных спутников Земли, что позволит увеличить число программ и расширить зону охвата населения телевизионным вещанием В данных цепях после преобразования сигнал будет подаваться на систему коллективного приема, а с нее — на вход селектора.

Для трансляции телевизионных программ больших центров в отдаленные районы в некоторых странах получила распространение сеть передачи телевидения по проводам к входу селектора телевизора.

Перечисленные примеры показывают, что селекторы каналов, являющиеся одним из важнейших блоков телевизора, будут широко использоваться в будущем при применении различных перспективных систем телевизионного вещания, которые в настоящее время еще не нашли широкого распространения При этом следует ожидать дальнейшего развития и совершенствования селекторов с целью повышения качества и расширения возможности приема телевизионных передач.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Тип транзистора	Назначение (У — усилитель высокой частоты, Г — гетеродин, П — преобразователь)	$f_{\alpha\ мин}$, $f^{*}_{т\ мин}$, *Мгц*	$B_{тип}$, $B^{*}_{мин}$, β^{**}	$U_{к\ б\ макс}$, *в*	$U_{к\ э\ макс}$, *в*	$U_{э\ б\ макс}$, *в*	$I_{к\ макс}$, *ма*	$P_{к\ макс}$, *мвт*
AF102	У, Г, П (МВ)	180*	20**	25	25	—	10	50
AF106	У, Г, П (МВ)	220*	50	25	18	0,3	10	60
AF109	У (МВ)	200*	20	—	18	—	12	72
AF139	У, Г, П (ДМВ)	550*	50	22	15	0,3	10	60
AF178	П (МВ)	180*	20	25	25	0,5	10	75
AF180	У (МВ)	250	14*	25	25	—	25	150
AF186	У, Г, П (ДМВ)	—	—	25	25	0,3	15	90
AF239	У (ДМВ)	770*	40	20	15	0,3	10	60
2N2415	У (ДМВ)	560*	45**	15	10	0,5	20	75
2SA239	У (МВ)	300	10**	20	—	0,2	5	75
2SA240	Г, П (МВ)	200*	—	20	18	0,2	5	75
BF155	Г, П (ДМВ)	600*	70*	40	40	3	20	175
BF166	У, Г, П (МВ)	500*	50*	40	—	3	—	175
BF180	У (ДМВ)	675*	13	30	20	3	20	150
BF181	Г, П (ДМВ)	600*	—	30	20	3	20	150
BF194	Г (МВ)	260*	—	30	20	—	30	220
BF195	Г, П (МВ)	200*	67*	30	20	—	30	220
BF196	У (МВ)	400*	80*	40	30	4	25	200
BF197	П (МВ)	550*	85*	40	30	4	—	200
BF200	У (МВ)	550*	16	30	20	3	20	150
BF270	Г, П (ДМВ)	600*	50*	40	40	4	20	150
BF271	У (ДМВ)	1 000*	55	40	40	4	30	240
BF272	У (ДМВ)	1 000*	60*	40	35	4	15	130
BF316	У (ДМВ)	700*	50*	40	35	4	15	130

ЛИТЕРАТУРА

1. В. М. Гуткин. Применение транзисторов в телевизионных схемах М., «Энергия», 1966.
2. Т. Д. Товерс. Транзисторные телевизоры. М., «Связь», 1966.
3. Т. В. Бабук. Настройка высокочастотных блоков телевизионных приемников. М., Связьиздат, 1962.
4. Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах. М., Связьиздат, 1963.
5. Г. Леннартц, В. Таэгер. Конструирование схем на транзисторах. М., «Энергия», 1964.
6. Л. Севин. Полевые транзисторы. М., «Советское радио», 1968.
7. Л. С. Берман. Введение в физику варикапов. М., «Наука», 1968.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Климентий Георгиевич Шор

СЕЛЕКТОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАНАЛОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Редактор А. М. Пилтакян
Редактор издательства Т. В. Жукова
Обложка художника А. А. Иванова
Техннческий редактор Л. Н. Никитнна
Корректор З. Б. Драновская

Сдано в набор 20/IV 1972 г. Подписано к печати 17/I 1973 г. Т-00846
Формат $84\times108^{1}/_{32}$ Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 3,78 Уч.-изд. л. 4,47
Тираж 40 000 экз. Зак. 1171 Цена 19 коп.
Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.